

**TIAGO GIESEL**

**ESTUDO E PROJETO DE MOTORES  
DE ALTA VELOCIDADE PARA APLICAÇÃO EM  
COMPRESSORES HERMÉTICOS**

**FLORIANÓPOLIS  
2007**

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA**

**PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ESTUDO E PROJETO DE MOTORES  
DE ALTA VELOCIDADE PARA APLICAÇÃO EM  
COMPRESSORES HERMÉTICOS**

Dissertação submetida à  
Universidade Federal de Santa Catarina  
como parte dos requisitos para a  
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

**TIAGO GIESEL**

Florianópolis, Agosto de 2007.

# **ESTUDO E PROJETO DE MOTORES DE ALTA VELOCIDADE PARA APLICAÇÃO EM COMPRESSORES HERMÉTICOS**

**Tiago Giesel**

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

---

Prof. Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Orientador

---

Prof. Renato Carlson, Dr.  
Co-orientador

---

Kátia Campos de Almeida, Dra.  
Coordenadora do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

---

Nelson Jhoe Batistela, Dr.  
Presidente

---

Renato Carlson, Dr.

---

Nelson Sadowski, Dr.

---

Maurício Valência Ferreira da Luz, Dr.

---

Carlos Guilherme da Costa Neves, Dr.

*“Imagination is more important than knowledge.”*

Albert Einstein

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço sobretudo aos meus pais, Ronaldo e Mari, por terem investido não somente em minha educação formal, mas principalmente por terem norteado minha vida com princípios éticos e valores sólidos, os quais decididamente contribuíram para a superação de mais este desafio.

Ao meu orientador, Professor Nelson Jhoe Batistela, pela orientação técnica prestada, companheirismo e amizade empregados, mas especialmente pelo apoio e incentivo nos momentos de provação. Tais fatores foram determinantes para o bom desenvolvimento deste trabalho.

Ao co-orientador, Professor Renato Carlson, pelas contribuições técnicas apresentadas, e aos membros da banca, Engenheiro Carlos G. C. Neves, pelas correções e sugestões prestadas, e em especial aos Professores Nelson Sadowski e Maurício V. F. da Luz, por terem compartilhado comigo sua sabedoria, no exercício da profissão de Mestre, ao longo da Faculdade de Engenharia e do Programa de Mestrado.

Aos meus colegas de profissão, Aleandro A. Espíndola, Cristóforo Pompermaier, Flávio J. H. Kalluf e Luiz von Dokonal pelas discussões técnicas, sugestões e colaborações realizadas ao longo de todo o trabalho, assim como aos colegas Oscar Colonetti e Rodrigo S. Teixeira, pelo apoio e incentivo, sem eles certamente o percorrer desta jornada teria sido mais difícil.

Aos colegas de trabalho Marli A. Scheller e Milton Bruning pela inestimável contribuição na difícil tarefa de construção e montagem dos protótipos.

Aos colegas de empresa Orlando Starke e Osvaldo Casagrande Jr., por terem contribuído de forma significativa na obtenção de amostras e informações técnicas referentes aos ímãs permanentes e aços elétricos utilizados.

Aos demais colaboradores da empresa Embraco que, no uso de suas atribuições, cooperaram com andamento e conclusão desta dissertação.

À empresa Embraco por ter financiando grande parte deste trabalho assim como aos seus dirigentes, por acreditarem e investirem na pesquisa e no desenvolvimento de tecnologia em solo brasileiro. Tal postura tem proporcionado à engenharia brasileira uma posição de destaque no cenário mundial.

Aos meus colegas do Programa de Mestrado, que me auxiliaram e me incentivaram durante os momentos em que estive na Universidade.

Às demais pessoas que contribuíram direta e indiretamente para a conclusão deste estudo meus sinceros agradecimentos.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

# **ESTUDO E PROJETO DE MOTORES DE ALTA VELOCIDADE PARA APLICAÇÃO EM COMPRESSORES HERMÉTICOS**

**Tiago Giesel**

Agosto/2007

Orientador: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Co-orientador: Renato Carlson, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: motores elétricos de corrente contínua, alta velocidade, compressores herméticos, materiais magnéticos, aspectos construtivos.

Número de Páginas: 112

**RESUMO:** Esta dissertação apresenta estudos e projeto de motores de alta velocidade para aplicação em compressores herméticos. Aspectos gerais sobre sistemas de refrigeração são apresentados. Uma revisão dos principais conceitos relativos ao magnetismo é feita e os mecanismos de perdas em materiais magnéticos abordados. Os resultados da caracterização de alguns materiais, indicados para aplicação em questão, são apresentados. Diferentes tipos de máquinas são considerados durante a escolha da estrutura mais adequada à aplicação. O motor de corrente contínua sem escovas é escolhido por ser relativamente simples de se controlar e fabricar. Aspectos construtivos, como a fragilidade dos ímãs quando submetidos a altas rotações, sugeriu a adoção de uma estrutura com rotor externo. Para o projeto da máquina, um modelo analítico que permite um rápido dimensionamento do motor foi realizado e sua validação comprovada através de simulações numéricas com o método de elementos finitos. Como resultado, apresenta-se um projeto atendendo aos requisitos de desempenho.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the Degree of Master in Electrical Engineering.

# **STUDY AND DESIGN OF HIGH-SPEED MOTORS FOR APPLICATION IN HERMETIC COMPRESSORS**

**Tiago Giesel**

August/2007

Advisor: Nelson Jhoe Batistela, Dr.

Co-advisor: Renato Carlson, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: brushless machines, high-speed motors, hermetic compressors, magnetic materials, constructive issues.

Number of Pages: 112

**ABSTRACT:** This work approaches the study and design of high-speed motors for application in hermetic compressors. General issues about cooling systems are presented. A review of the main concepts related to the magnetism theory is presented and the losses functioning highlighted. Some results of material's characterization, indicated for the proposed application, are presented. Different types of machines are considered during the choice of the most appropriated structure to the application. The brushless DC motor is selected because of its relative control and manufacture simplicity. Constructive issues, like the magnets brittleness when they are submitted to high-speed conditions, indicate that an outer-rotor structure should be used. Concerning the machine design, an analytical formulation which allows a fast motor sizing is introduced and its validation is achieved throughout finite element analysis. A motor design, which reaches the performance requirements, is presented as a result.

# SUMÁRIO

<b>SIMBOLOGIA.....</b>	<b>X</b>
<b>LISTA DE FIGURAS .....</b>	<b>XV</b>
<b>LISTA DE TABELAS .....</b>	<b>XVIII</b>

<b>1. INTRODUÇÃO AO ESTUDO DE MOTORES ELÉTRICOS DE ALTA VELOCIDADE ..</b>	<b>1</b>
1.1 Introdução .....	1
1.2 Justificativa .....	4
1.3 Conclusões .....	6
<b>2. CONSIDERAÇÕES SOBRE SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO .....</b>	<b>7</b>
2.1 Introdução .....	7
2.2 Princípios Básicos .....	9
2.3 Considerações sobre a dinâmica dos compressores .....	12
2.4 Conclusões .....	13
<b>3. MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS .....</b>	<b>15</b>
3.1 Introdução .....	15
3.1.1 O motor de corrente contínua comutado .....	16
3.1.2 O Motor de corrente contínua sem escovas .....	18
3.1.3 Tipos de motores de corrente contínua sem escovas .....	20
3.2 Princípios básicos .....	21
3.3 Conversão Eletromecânica de Energia .....	25
3.4 O conversor estático .....	29
3.5 Conclusões .....	30
<b>4. MATERIAIS MAGNÉTICOS E ASPECTOS CONSTRUTIVOS .....</b>	<b>31</b>
4.1 Introdução .....	31
4.2 Unidades, Terminologia e Fundamentos .....	31
4.3 Ímãs Permanentes .....	36
4.3.1 Aspectos Construtivos .....	40
4.4 Aços Elétricos .....	43
4.4.1 Aspectos Construtivos .....	47
4.5 Materiais Compósitos .....	53



4.6 Enrolamentos.....	56
4.6.1 Enrolamentos distribuídos .....	57
4.6.2 Enrolamentos concentrados .....	59
4.7 Conclusões .....	61
<b>5. PROJETO ANALÍTICO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS .....</b>	<b>63</b>
5.1 Introdução .....	63
5.2 Metodologia de Projeto .....	63
5.3 Conjunto de Especificações .....	66
5.4. Cálculo Analítico da Máquina .....	67
5.4.1 Dimensionamento inicial .....	68
5.4.2 Cálculo do fluxo de entreferro .....	71
5.4.3 Proporção do circuito magnético .....	75
5.4.4 Cálculo dos enrolamentos .....	77
5.4.5 – Cálculo da corrente de desmagnetização.....	85
5.4.6 – Perdas, eficiência e aquecimento .....	87
5.5 Conclusões .....	90
<b>6. CÁLCULO E SIMULAÇÃO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS .....</b>	<b>91</b>
6.1 Introdução .....	91
6.2 Cálculo Analítico .....	91
6.3 Simulações e Resultados .....	95
6.4 Conclusões .....	101
<b>7. CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>102</b>
<b>ANEXO A – CARACTERIZAÇÃO DE MATERIAIS A PARTIR DE ENSAIOS DE LABORATÓRIO .....</b>	<b>104</b>
A.1 Introdução .....	105
A.2 Determinação dos Coeficientes do Modelo de Perdas .....	105
<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS .....</b>	<b>109</b>

## SIMBOLOGIA

$\alpha$	Expoente da equação de Steinmetz	[adimensional]
$\alpha_{B_R}$	Coeficiente de variação da indução remanente com a temperatura	[%/°C]
$\alpha_{_M H_C}$	Coeficiente de variação do campo coercitivo com a temperatura	[%/°C]
$\chi$	Susceptibilidade magnética	[adimensional]
$\Phi$	Fluxo magnético	[Wb]
$\Phi_g$	Fluxo magnético no entreferro	[Wb]
$\Phi_t$	Fluxo magnético em um dente do estator	[Wb]
$\gamma$	Massa específica	[kg/m <sup>3</sup> ]
$\gamma_m$	Massa específica dos ímãs permanentes	[kg/m <sup>3</sup> ]
$\eta$	Rendimento da máquina	[%]
$\mu$	Permeabilidade magnética	[H/m]
$\mu_0$	Permeabilidade magnética do vácuo	[H/m]
$\mu_r$	Permeabilidade relativa	[adimensional]
$\mu_{rec}$	Permeabilidade de recuo	[adimensional]
$\theta$	Medida angular qualquer	[graus] ou [radianos]
$\theta_e$	Medida angular para grandezas elétricas	[graus] ou [radianos]
$\theta_m$	Medida angular para grandezas mecânicas	[graus] ou [radianos]
$\rho_{Cu}$	Resistividade do cobre	[Ω/m]
$\sigma$	Condutividade elétrica de um material qualquer	[S/m]
$\tau$	Tensão	[N/mm <sup>2</sup> ]
$\omega_m$	Velocidade angular	[rad/s]
$\omega_v$	Velocidade angular em vazio	[rad/s]
$\lambda$	Fluxo magnético concatenado	[Wb]

$A$	Área ou seção qualquer	$[\text{mm}^2]$ ou $[\text{m}^2]$
$A_c$	Área ou seção transversal de um condutor	$[\text{mm}^2]$
$A_e$	Área superficial externa da máquina	$[\text{mm}^2]$
$A_g$	Área ou seção transversal média do entreferro	$[\text{mm}^2]$
$A_m$	Área ou seção transversal média dos ímãs	$[\text{mm}^2]$
$A_s$	Área ou seção transversal de uma ranhura	$[\text{mm}^2]$
$A_t$	Área ou seção transversal de um dente do estator	$[\text{mm}^2]$
$B$	Densidade de fluxo magnético ou indução magnética	$[\text{T}]$
$B_g$	Densidade de fluxo no entreferro	$[\text{T}]$
$B_k$	Densidade de fluxo no joelho da curva de desmagnetização	$[\text{T}]$
$B_m$	Densidade de fluxo nos ímãs	$[\text{T}]$
$B_{pk}$	Densidade de fluxo máxima para regime puramente senoidal	$[\text{T}]$
$B_R$	Densidade de fluxo remanente	$[\text{T}]$
$B_{ry}$	Densidade de fluxo na coroa do rotor	$[\text{T}]$
$B_{st}$	Densidade de fluxo nos dentes do estator	$[\text{T}]$
$B_{sy}$	Densidade de fluxo na coroa do estator	$[\text{T}]$
$B_t$	Densidade de fluxo ou indução em um dente do estator	$[\text{T}]$
$BH_{MAX}$	Máximo produto de energia	$[\text{J}]$
$c_e$	Comprimento médio de uma cabeça de bobina	$[\text{mm}]$
$C$	Fator de concentração de fluxo	[adimensional]
$C_f$	Coeficiente de perdas por Foucault	[adimensional]
$C_h$	Coeficiente de perdas por histerese	[adimensional]
$d$	Largura da armadura na máquina elementar	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$d_c$	Diâmetro de um condutor nú	$[\text{mm}]$
$D_{ee}$	Diâmetro externo do estator	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$D_{em}$	Diâmetro externo do motor	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$D_{er}^{ex}$	Diâmetro externo do rotor de topologia externa	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$D_{er}^{in}$	Diâmetro externo do rotor de topologia interna	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$D_{ir}^{ex}$	Diâmetro interno do rotor de topologia externa	$[\text{mm}]$ ou $[\text{m}]$
$e$	Força eletromotriz induzida	$[\text{V}]$
$e_f$	Força eletromotriz induzida por fase	$[\text{V}]$
$e_f'$	Força eletromotriz induzida por fase normalizada	$[\text{V}]$
$e_l$	Força eletromotriz induzida de linha (entre duas fases)	$[\text{V}]$

$f$	Frequência fundamental de um sinal senoidal	[Hz]
$f_{ch}$	Frequência de comutação	[Hz]
$F$	Força	[N]
$F_a$	Força magnetomotriz gerada pelos enrolamentos da armadura	[Ae]
$F_r$	Força magnetomotriz gerada pelo fluxo remanente dos ímãs	[Ae]
$g$	Entreferro	[mm]
$h$	Parcela de perdas referente a histerese	[adimensional]
$h_c$	Coeficiente de transferência de calor por convecção natural	[W/m <sup>2</sup> /°C]
$H$	Campo magnético	[A/m]
$H_K$	Campo magnético no joelho da curva de desmagnetização	[A/m]
$_BH_C$	Campo coercitivo	[A/m]
$_MH_C$	Campo coercitivo intrínseco	[A/m]
$i$	Corrente elétrica	[A]
$i_f$	Corrente de fase	[A]
$i_{dmag}$	Corrente de desmagnetização dos ímãs	[A]
$\Delta i_f$	Ondulação da corrente de fase	[A]
$I_{RB}$	Corrente em rotor bloqueado	[A]
$J_{Cu}$	Densidade de corrente nos condutores de cobre	[A/mm <sup>2</sup> ]
$k$	Fator de conversão	[mim <sup>2</sup> /s <sup>2</sup> ]
$k_e$	Constante de força eletromotriz	[V/rad/s]
$k_l$	Fator de ajuste do fluxo de entreferro devido a dispersão	[adimensional]
$k_r$	Fator de ajuste do fluxo de entreferro devido a saturação	[adimensional]
$k_{st}$	Fator de empilhamento das lâminas	[adimensional]
$k_{trv}$	Constante de torque por unidade de volume	[Nm/m <sup>3</sup> ]
$k_T$	Constante de torque	[Nm/A]
$l_m$	Largura ou comprimento radial dos ímãs	[mm]
$L$	Indutância própria	[H/m]
$L_{cp}$	Comprimento axial do pacote do estator	[mm] ou [m]
$L_e$	Indutância de uma cabeça de bobina	[H/m]
$L_e''$	Indutância de uma cabeça de bobina normalizada	[H/m]
$L_f$	Indutância própria de uma fase	[H/m]
$L_f''$	Indutância própria de uma fase normalizada	[H/m]
$L_g$	Indutância do entreferro por fase	[H/m]
$L_g''$	Indutância do entreferro por fase normalizada	[H/m]

$L_{LD}$	Razão entre o comprimento e o diâmetro externo do estator	[adimensional]
$L_s$	Indutância de dispersão de uma ranhura	[H/m]
$L_s''$	Indutância de dispersão de uma ranhura normalizada	[H/m]
$L_s^1$	Parcela de Indutância devido a área da ranhura somente	[H/m]
$L_s^2$	Parcela de indutância devido ao pescoço da ranhura	[H/m]
$L_T$	Comprimento total do enrolamento de uma fase	[mm] ou [m]
$m$	Massa de um corpo qualquer	[kg]
$m_{LT}$	Comprimento médio de uma espira	[mm] ou [m]
$m_{pm}$	Massa dos ímãs permanentes	[kg]
$m_{st}$	Massa dos dentes do estator	[kg]
$m_{sy}$	Massa da coroa do estator	[kg]
$M$	Magnetização	[A/m]
$M_S$	Polarização de saturação	[A/m]
$n$	Número de espiras qualquer	[adimensional]
$n_b$	Número de espiras de uma bobina	[adimensional]
$n_f$	Número de espiras por fase	[adimensional]
$n_p$	Número de pólos do motor	[adimensional]
$n_{rpm}$	Velocidade	[rpm]
$n_{krpm}$	Velocidade	[krpm]
$n_s$	Número de dentes no estator	[adimensional]
$P_C$	Coefficiente de permeância	[adimensional]
$P_{Cu}$	Perdas joule no cobre	[W]
$P_{fe}$	Perdas totais no ferro	[W]
$P_{fe}^{st}$	Perdas no ferro dos dentes de estator	[W]
$P_{fe}^{sy}$	Perdas no ferro da coroa do estator	[W]
$P_{total}$	Perdas totais no ferro sob regime senoidal	[W/kg]
$P_U$	Potência útil	[W] ou [kW]
$r$	Raio de trajetória	[m]
$r_c$	Raio do feixe de condutores que forma uma cabeça de bobina	[mm]
$r_m$	Raio médio dos ímãs	[mm]
$R_f$	Resistência ôhmica de uma fase	[Ω]
$R_f''$	Resistência ôhmica de uma fase normalizada	[Ω]
$R_l$	Resistência ôhmica entre duas fases ou de linha	[Ω]

$\mathfrak{R}_e$	Relutância do ferro do estator	[A/Wb]
$\mathfrak{R}_g$	Relutância do entreferro	[A/Wb]
$\mathfrak{R}_l$	Relutância de dispersão	[A/Wb]
$\mathfrak{R}_m$	Relutância dos ímãs	[A/Wb]
$\mathfrak{R}_r$	Relutância do ferro do rotor	[A/Wb]
$S_d$	Profundidade da ranhura	[mm]
$S_o$	Abertura da ranhura	[mm]
$T$	Torque	[Nm]
$T_n$	Torque nominal	[Nm]
$T_{max}$	Torque máximo	[Nm]
$T_{RB}$	Torque em rotor bloqueado	[Nm]
$T_{motor}$	Temperatura do motor	[°C]
$T_{amb}$	Temperatura ambiente	[°C]
$V$	Volume qualquer	[m <sup>3</sup> ]
$V_{cc}$	Fonte de tensão CC	[V]
$V_{rotor}$	Volume do rotor	[m <sup>3</sup> ]
$V_s$	Tensão de alimentação da rede	[V]
$w_a$	Base menor de uma ranhura trapezoidal	[mm]
$w_b$	Base maior de uma ranhura trapezoidal	[mm]
$w_s$	Largura da sapata de um dente	[mm]
$w_{st}$	Largura de um dente do estator	[mm]
$w_{sy}$	Largura da coroa do estator	[mm]
$w_{ry}$	Largura da coroa do rotor	[mm]
$W_f$	Energia dissipada por efeito Joule em um material condutor	[J]
$W_{total}$	Energia total dissipada durante o processo de magnetização	[J/kg]

## LISTA DE FIGURAS

Fig. 1.1 – Limite de potência de saída em função da velocidade de operação.....	2
Fig. 1.2 – Fluxo de energia elétrica nos EUA da geração ao consumidor final.....	4
Fig. 1.3 – Distribuição percentual do consumo de energia em uma residência típica americana.....	4
Fig. 1.4 – Evolução histórica dos motores elétricos à indução.....	6
Fig. 2.1 – Compressores alternativos utilizados em refrigeração doméstica e comercial. ..	7
Fig. 2.2 – Principais partes constituintes dos refrigeradores domésticos e sistemas de refrigeração.....	9
Fig. 2.3 – Admissão e descarga em um compressor alternativo de pistão. ....	11
Fig. 2.4 – Etapas constituintes de um ciclo de compressão de gás e a correspondente força exercida pelo pistão.....	11
Fig. 3.1 – Classificação de motores.....	15
Fig. 3.2 – Motor de corrente contínua em instantes de tempo distintos.. ....	16
Fig. 3.3 – Forças exercidas sobre os fios devido à presença de $B$ em instantes distintos.....	18
Fig. 3.4 – Motor de corrente contínua sem escovas e sem ranhuras.....	19
Fig. 3.5 – Diferentes tipos de motores quanto ao posicionamento do rotor. ....	20
Fig. 3.6 – Seção transversal esquemática de um MCCSE de dois pólos. ....	21
Fig. 3.7 – Formas de onda do fluxo concatenado e FEM induzida em função da posição do rotor. ....	22
Fig. 3.8 – Circuito inversor para comutação do MCCSE. ....	23
Fig. 3.9 – Forma de onda das forças eletromotrizes das fases, entre linhas e sequência de chaveamento dos transistores em função da posição mecânica do rotor.....	24
Fig. 3.10 – Detalhe da condução dos transistores em um MCCSE. ....	26
Fig. 3.11 – Curva de aceleração ou torque versus velocidade para um motor MCCSE. ..	27
Fig. 3.12 – Regiões típicas de operação transitória e em regime. ....	28
Fig. 3.13 – Conversor estático utilizado para acionamento de um MCCSE.....	29
Fig. 4.1 – Curva de primeira magnetização para um material magnético. ....	35
Fig. 4.2 – Laço de histerese para um material magnético.....	35
Fig. 4.3 – Segundo quadrante da curva $BH$ (ou laço de histerese) para ímãs permanentes.....	36
Fig. 4.4 – Formato dos ímãs analisados.....	40
Fig. 4.5 – Curvas de nível para tensão $[N/mm^2]$ exercida sobre o adesivo à 15000 [rpm].....	41

Fig. 4.6 – Fissuras existentes em peças de ímãs de Ferrite. ....	42
Fig. 4.7 – Laço de histerese para um aço elétrico. ....	43
Fig. 4.8 – Domínios magnéticos e sua movimentação. ....	45
Fig. 4.9 – Curva inicial de magnetização e como ocorre seu processo. ....	45
Fig. 4.10 – Efeitos indesejáveis de algumas etapas do processo sobre as lâminas do estator. ....	48
Fig. 4.11 – Influência do encruamento do aço nas perdas por Foucault e histeréticas em função da frequência. ....	49
Fig. 4.12 – Influência do encruamento nas perdas por Foucault e histeréticas em função da indução. ....	49
Fig. 4.13 – Variação percentual das perdas totais em relação aos resultados obtidos com lâminas de 30 [mm] de espessura. ....	50
Fig. 4.14 – Variação percentual das perdas totais em relação aos resultados obtidos com lâminas de 30 [mm] de espessura termicamente tratada. ....	51
Fig. 4.15 – Duas formas distintas de se dispor lâminas circulares para estampagem. ....	52
Fig. 4.16 – Utilização da área de material entre as lâminas para inclusão dos furos de fixação. ....	52
Fig. 4.17 – Partículas de ferro constituintes do SMC. ....	53
Fig. 4.18 – Dente de estator feito em SMC. ....	54
Fig. 4.19 – Curva de perdas por indução para diferentes frequências. ....	55
Fig. 4.20 – Propriedades magnéticas do Solamoy 500 versus aços elétricos de baixa espessura. ....	56
Fig. 4.21 – Evolução do preço do cobre ao longo do ano de 2006. ....	56
Fig. 4.22 – Subclassificação quanto ao tipo de enrolamento. ....	57
Fig. 4.23 – Motor com enrolamentos distribuídos do tipo imbricado. ....	57
Fig. 4.24 – Motor com enrolamentos distribuídos do tipo concêntrico. ....	58
Fig. 4.25 – Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo fracionário. ....	58
Fig. 4.26 – Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo pleno. ....	58
Fig. 4.27 – Conjugado eletromagnético versus posição do rotor, formas de onda ideais. ....	59
Fig. 4.28 – Motor com enrolamentos concentrados de passo fracionário ou encurtado. ....	60
Fig. 4.29 – Motor com enrolamentos concentrados de passo pleno. ....	60
Fig. 4.30 – Conjugado eletromagnético versus posição do rotor, formas de onda ideais. ....	61
Fig. 5.1 – Diagrama de blocos constituinte do conjunto de especificações. ....	64
Fig. 5.2 – Principais restrições de projeto. ....	65
Fig. 5.3 – Principais etapas de cálculo empregadas no projeto de um motor. ....	66
Fig. 5.4 – Conjunto de especificações e seus parâmetros. ....	67



Fig. 5.5 – Variação de $D_{er}^{ex}$ e $D_{ir}^{ex}$ para diferentes valores de $k_{trv}$ .	70
Fig. 5.6 – Curva de desmagnetização do ímã com seu respectivo ponto de operação em circuito aberto.	71
Fig. 5.7 – Secção transversal da máquina esquemática utilizada para o cálculo do fluxo de entreferro.	72
Fig. 5.8 – Circuito magnético simplificado para o cálculo do fluxo de entreferro.	73
Fig. 5.9 – Principais dimensões do motor.	75
Fig. 5.10 – Circuito magnético associado ao cálculo da indutância do entreferro.	79
Fig. 5.11 – Geometria da ranhura utilizada para o cálculo da indutância.	80
Fig. 5.12 – Circuito representativo do modo de operação do inversor.	84
Fig. 5.13 – Circuito magnético equivalente utilizado para o cálculo da corrente de desmagnetização.	86
Fig. 5.14 – Curva de desmagnetização típica.	87
Fig. 6.1 – Secção transversal do motor projetado analiticamente.	94
Fig. 6.2 – Resultados de simulação numérica (MEF) para estrutura dimensionada analiticamente.	95
Fig. 6.3 – Formas de onda de torque e eficiência versus velocidade.	96
Fig. 6.4 – Formas de onda da FEM de fase e da corrente fase versus posição do rotor a 15000 [rpm].	96
Fig. 6.5 – Formas de onda do torque eletromagnético e torque médio versus posição do rotor a 15000 [rpm].	97
Fig. 6.6 – Secção transversal dos motores projetados.	99
Fig. 6.7 – Carta de campo com as densidades de fluxo, linhas equipotenciais e a malha utilizada.	99
Fig. 6.8 – Formas de onda de torque e eficiência calculados através do MEF.	100
Fig. 6.9 – Formas de onda da FEM, correntes e densidade de fluxo no entreferro versus posição do rotor.	100

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Quadro-resumo das máquinas indicada na Fig. 1.1.....	3
Tabela 3.1 – Principais características de alguns tipos máquinas elétricas.....	16
Tabela 3.2 – Comparação entre topologias de rotor interno e externo. ....	21
Tabela 4.1 – Unidades utilizadas nos sistemas SI e CGS. ....	34
Tabela 4.2 – Propriedades magnéticas de alguns tipos de ímãs a 20°C.....	38
Tabela 4.3 – Preços relativos normalizados em relação ao SmCo.. ....	39
Tabela 4.4 – Deterioração magnética em virtude das diferentes etapas produtivas.....	48
Tabela 4.5 – Influência das principais etapas produtivas no aumento das perdas no núcleo. ....	48
Tabela 4.6 – Comparativo entre estruturas com diferentes tipos de enrolamentos. ....	61
Tabela 5.1 – Valores típicos de $k_{trv}$ .....	70
Tabela 6.1 – Conjunto de especificações para o motor a ser projetado. ....	92
Tabela 6.2 – Comparativo entre as grandezas obtidas para os diferentes métodos de cálculo utilizados.....	97
Tabela 6.3 – Quadro comparativo entre o motor inicial e o motor refinado.....	98

# 1. INTRODUÇÃO AO ESTUDO DE MOTORES ELÉTRICOS DE ALTA VELOCIDADE

## 1.1 Introdução

A máquina elétrica, desde sua concepção em setembro de 1821 por Michael Faraday [1] até os dias atuais, tem experimentado todo o avanço tecnológico proporcionado pelo homem. Tal desenvolvimento possibilitou sua popularização, ao longo do século XX, bem como seu uso nas mais diversas aplicações.

Embora tenha se passado quase duzentos anos da data de sua invenção, foi nas últimas décadas que o desenvolvimento das máquinas elétricas experimentou um salto tecnológico, sobretudo devido aos avanços na eletrônica de potência. Progressos realizados na tecnologia de semicondutores permitiram o barateamento dos componentes eletrônicos, que aliado ao desenvolvimento das técnicas de controle, possibilitaram o surgimento de um novo cenário para o projeto e aplicação de máquinas elétricas: o da alta velocidade [2].

Outros fatores também têm possibilitado o emprego de máquinas de alta velocidade na atualidade como, por exemplo, surgimento de ímãs permanentes de alta energia a um custo menor do que no passado; fornecimento em escala industrial de aço elétrico de baixa perda com espessura de até 0,1 [mm] e análise computacional e simulação do funcionamento da máquina ainda na etapa de projeto [3].

Neste contexto um crescente interesse vem sendo demonstrado pela indústria e comunidade acadêmica de um modo geral pelos motores elétricos de alta velocidade. Estes dispositivos são utilizados nas mais diversas aplicações, como por exemplo: ferramentas elétricas, máquinas de soldagem por atrito, compressores, bombas de vácuo, veículos híbridos, discos de armazenamento de dados, etc. As principais vantagens deste tipo de motor em relação aos demais são: baixo peso, devido à estrutura compacta que apresentam, e alta eficiência [3,4].

O termo *alta velocidade* é freqüentemente utilizado para se referir aos motores, alimentados eletronicamente, que operam em velocidades acima de 3600 rotações por minuto – rpm. Segundo esta definição um motor de 300 [W] de potência à 4500 [rpm], assim como um motor de 10 [kW] de potência à 180000 [rpm] seriam considerados máquinas de alta velocidade. Embora sejam classificados como tal, as diferenças entre ambos são evidentes, quer seja na velocidade de operação quer seja na potência útil de saída. Deste modo se torna interessante definir uma classificação para

utilização do termo em função da velocidade de trabalho e da potência de saída da máquina.

A equação a seguir foi proposta por Maeda [5] e representa o limite máximo de potência de saída de uma máquina elétrica qualquer, em função da velocidade, para a tecnologia disponível em 1995.

$$P_U \leq 6,2 \times 10^3 / n_{krpm}^3 \quad (1.1)$$

onde  $P_U$  é a potência útil em [kW] e  $n_{krpm}$  é a velocidade de operação da máquina em milhares de rotações por minuto – krpm.

Na Fig. 1.1, a equação (1.1) proposta por Maeda é traçada juntamente com alguns exemplos de máquinas. O eixo vertical representa a potência de saída do motor em [kW] e do gerador em [kVA], o eixo horizontal representa a velocidade de operação dos mesmos em [krpm]. Ambos os eixos estão em escala logarítmica. Na legenda ao lado são indicadas as topologias dos motores e geradores apresentados no gráfico.

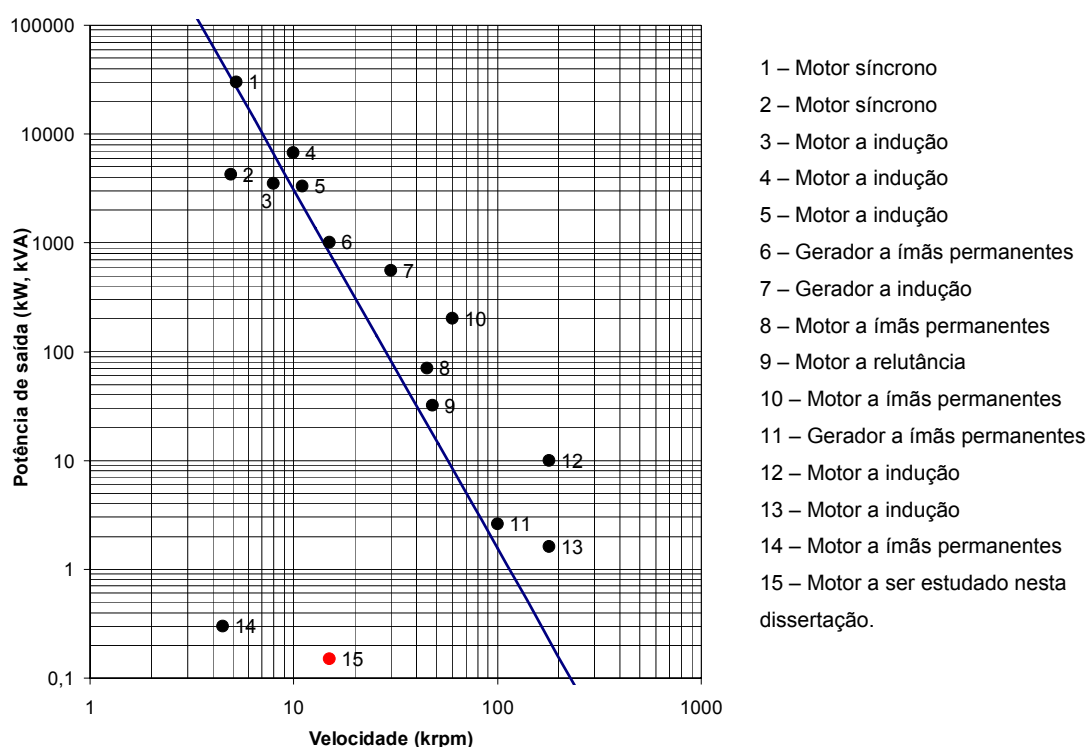


Fig. 1.1 – Limite de potência de saída em função da velocidade de operação.

O termo *alta velocidade* é utilizado para se referir às máquinas que se encontram abaixo do limite de potência estabelecido por (1.1), as que estão acima da linha de referência (vide Fig. 1.1) são classificadas como *máquinas de super-alta velocidade*. É possível inferir do gráfico anterior que quanto maior potência da máquina, menor a sua velocidade de funcionamento. A tabela 1.1 a seguir é um quadro-resumo das máquinas indicadas na Fig. 1.1.

Tabela 1.1 – Quadro-resumo das máquinas indicada na Fig. 1.1.

Legenda	Tipo de máquina	Aplicação	Potência de saída [kW]	Velocidade [krpm]	Velocidade (Classif.)
1	Motor Síncrono	Compressores para gasoduto	30000	5,25	Super-Alta
2	Motor Síncrono	-	4200	4,9	Alta
3	Motor à indução	-	3500	8	Alta
4	Motor à indução	Compressores para gasoduto	6750	10	Super-Alta
5	Motor à indução	Compressores para gasoduto	3300	11	Super-Alta
6	Gerador a ímãs	Co-geração	1000	15	Super-Alta
7	Gerador à indução	Co-geração	556	30	Super-Alta
8	Motor a ímãs	Ferramentas	70	45	Super-Alta
9	Motor à relutância	Bomba de combustível	32	48	Super-Alta
10	Motor a ímãs	Ensaio - protótipo	200	60	Super-Alta
11	Gerador a ímãs	Gerador portátil	2,6	100	Super-Alta
12	Motor à indução	Ensaio - protótipo	10	180	Super-Alta
13	Motor à indução	Ferramentas	1,6	180	Super-Alta
14	Motor a ímãs	Compressores para refrigeração	0,3	4,5	Alta
15	Motor a ímãs	Compressores para refrigeração	0,15	15	Alta

Cabe salientar que a classificação acima adotada é baseada em um critério que relaciona potência de saída da máquina com a velocidade de operação da mesma, contudo, outros critérios poderiam ser utilizados para este fim. Alguns autores, por exemplo, empregam o termo *alta velocidade* para se referirem às máquinas nas quais é mandatório a utilização de mancais magnéticos.

Este é um campo da engenharia no qual muito tem sido publicado e novas definições surgem quase que diariamente. O termo *ultra-alta velocidade*, por exemplo, tem sido utilizado para máquinas que operam acima de 200000 [rpm] [32]. Nesta dissertação será adotada a classificação proposta em [5] por ser esta a de maior aceitação em artigos científicos [2-6].

## 1.2 Justificativa

Estima-se que existem cerca de um bilhão de motores elétricos em uso nos EUA hoje e que aproximadamente 64 [%] da energia elétrica total produzida naquele país é utilizada para alimentar estas máquinas [6]. Isto corresponde a 2530 bilhões de [kWh] por ano segundo dados de 2004. Assim, mais da metade da energia elétrica produzida nos EUA é transformada em energia mecânica quer seja em aplicações residenciais, comerciais ou industriais. Neste contexto é razoável admitir a existência de espaço para investimento em pesquisa e desenvolvimento de máquinas elétricas de alta eficiência.

Embora o panorama descrito anteriormente sirva de orientação, uma justificativa para o investimento em soluções domésticas mais eficientes requer uma análise mais detalhada. Para isso considere as Fig. 1.2 e 1.3. Elas ilustram, respectivamente, o fluxo de energia elétrica desde a geração até o usuário final bem como a distribuição do consumo de energia elétrica nas residências norte-americanas [7,8].

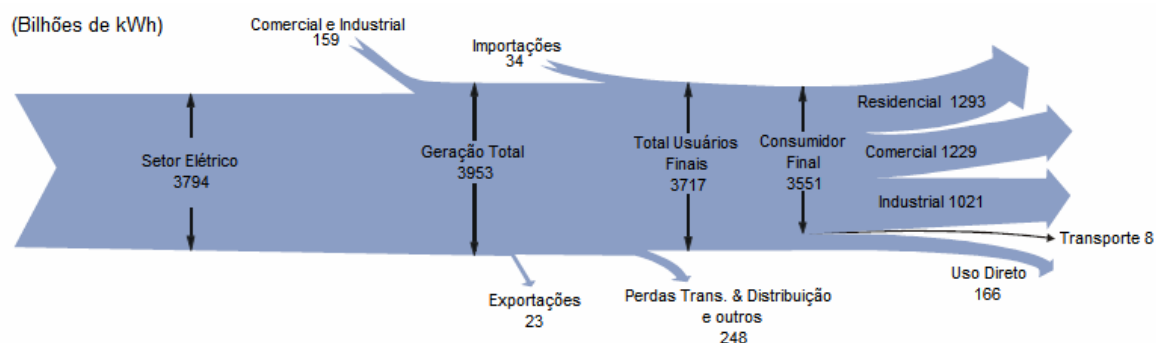


Fig. 1.2 – Fluxo de energia elétrica nos EUA da geração ao consumidor final.

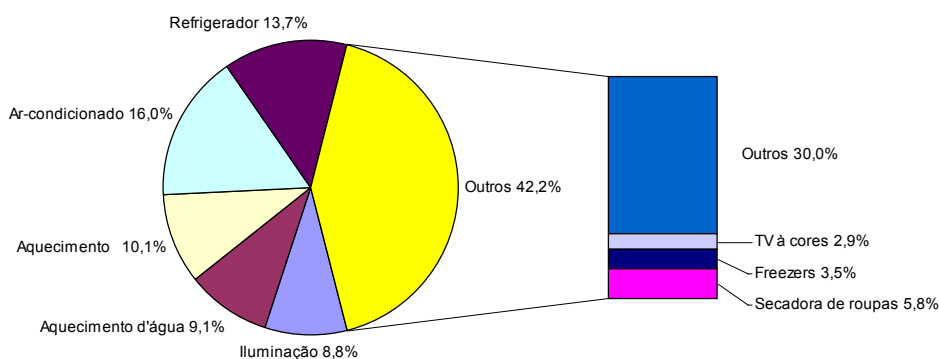


Fig. 1.3 – Distribuição percentual do consumo de energia em uma residência típica americana.

Pela Fig. 1.3, percebe-se que aplicações domésticas como condicionadores de ar, refrigeradores e freezers respondem por um terço do consumo de energia elétrica de uma residência típica nos EUA. De posse deste valor e sabendo que 1293 bilhões de [kWh] de energia são destinados anualmente ao consumo doméstico (vide Fig. 1.2) chega-se ao resultado de 429 bilhões de [kWh] gastos anualmente com refrigeração. O que, a um custo de US\$ 0,0897 por [kWh], resulta em de 38,5 bilhões de dólares por ano [9]. Neste contexto é pertinente afirmar que esforços no sentido de desenvolver aplicações domésticas mais eficientes são válidos.

Se por um lado há espaço para soluções mais eficientes, por outro, a alta competitividade no mercado de refrigeração aliado aos altos custos de matéria-prima fazem com que a introdução de novas tecnologias esteja necessariamente vinculada ao preço de oferta do produto ao consumidor final. Em um mercado onde alguns dólares por compressor impactam significativamente o custo final do refrigerador, o acréscimo de preço devido à utilização de um inversor eletrônico torna o produto acessível somente ao público de maior poder aquisitivo. Assim, neste mercado, para que uma nova tecnologia tenha sucesso é preciso que o preço a ser pago pela mesma seja razoável.

A utilização de motores elétricos de alta velocidade vem de encontro a estas premissas.

Máquinas de alta velocidade podem ser projetadas de modo a apresentarem alto rendimento, permitindo assim uma redução no consumo de energia. Do mesmo modo, possibilitam tal benefício a um custo mais acessível ao consumidor final. Tal afirmação decorre do fato de que em altas velocidades o motor elétrico e, conseqüentemente o dispositivo que dele se utiliza, tornam-se menores para uma mesma potência, resultando assim em um menor volume de matéria-prima necessário a sua produção.

Ao longo da história os motores vêm sofrendo constantes reduções de tamanho e conseqüentemente custo. Porém como pode ser observado na Fig. 1.4 estamos nos aproximando dos limites da tecnologia disponível para os motores alimentados diretamente da rede [29]. Com máquinas de alta velocidade alimentadas por inversores um novo horizonte surge, muito além destes limites, permitindo a construção de dispositivos tão mais compactos quanto mais alta for a velocidade de operação.

Neste cenário, o presente trabalho tem por objetivo o estudo de motores elétricos de alta velocidade, alimentados por inversor, para aplicação em compressores herméticos utilizados em refrigeração doméstica.

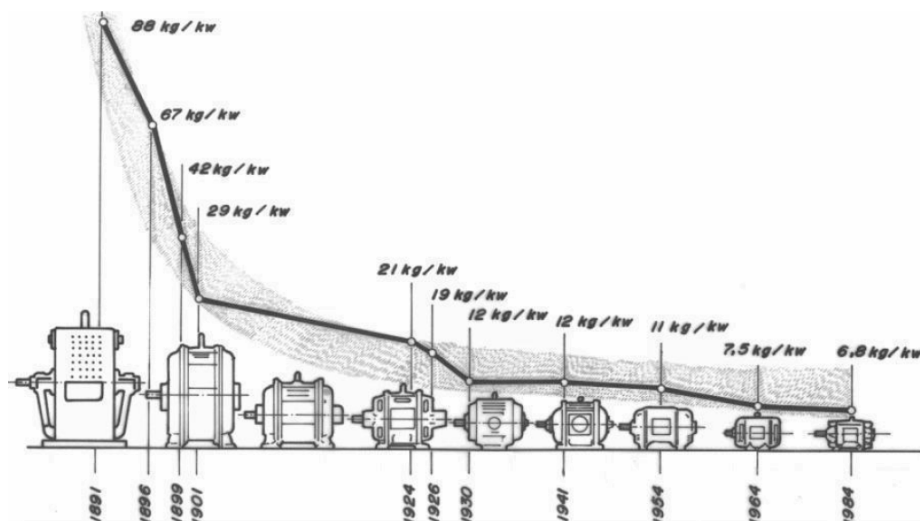


Fig. 1.4 – Evolução histórica dos motores elétricos à indução.

### 1.3 Conclusões

Um enorme interesse pelos motores de alta velocidade vem sendo demonstrado pela indústria e comunidade acadêmica. Isto se justifica pelo fato de que em altas velocidades os motores se tornam menores para uma mesma potência do que os convencionais, resultando assim em redução de volume e conseqüentemente custo. Esta redução de custo compensa em parte a utilização de um inversor, tornando assim o produto acabado mais acessível ao consumidor final. Além do mais, por serem máquinas de alto rendimento, vão ao encontro dos novos requisitos de eficiência energética impostos pelos órgãos governamentais e sociedade de um modo geral.



## 2. CONSIDERAÇÕES SOBRE SISTEMAS DE REFRIGERAÇÃO

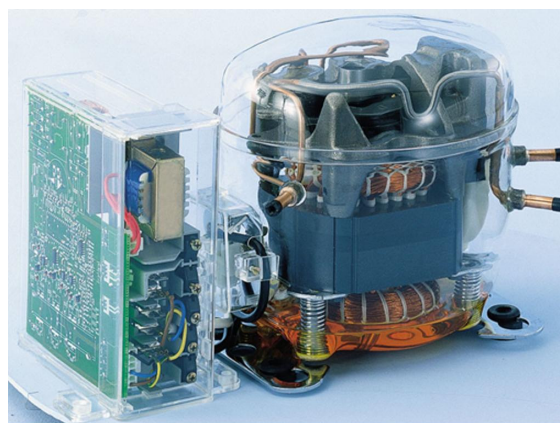
### 2.1 Introdução

Ao longo dos últimos 55 anos os compressores herméticos alternativos, Fig. 2.1a, foram, e continuarão por algum tempo, sendo a melhor opção técnico-econômica à indústria de refrigeração na produção de frio [30,31]. A utilização de um sistema mecânico do tipo biela-manivela, para conversão do movimento rotativo de um eixo no movimento translacional de um pistão, confere a estes dispositivos uma alta confiabilidade e um baixo custo de fabricação. Estas características fazem com que os cerca de 125 milhões de compressores ofertados ao mercado anualmente não tenham no curto e médio prazo, um concorrente capaz de torná-los obsoletos.

Um outro fato igualmente importante neste mercado é a relativa homogeneidade de características técnicas e qualidade intrínseca entre os fabricantes, o que tornou o compressor uma *commodity*, fazendo com que seu custo esteja vinculado a variação do preço de materiais de base como cobre e aço. Portanto, neste contexto, novas tecnologias serão aceitas somente sob duas condições: caso reduzam o custo do compressor ou caso ofereçam alguma novidade percebida como vantajosa pelo mercado consumidor. Atualmente existem cinco grandes fabricantes que detêm cerca de 90 [%] do mercado mundial. A Whirlpool SA – Unidade de Compressores Embraco, que patrocinou grande parte deste trabalho, é o atual maior fabricante de compressores para refrigeração doméstica e comercial com uma participação global de 22 [%].



(a) Compressor convencional



(b) Compressor de velocidade variável e seu inversor

Fig. 2.1 – Compressores alternativos utilizados em refrigeração doméstica e comercial.

A esmagadora maioria dos compressores utilizados em refrigeração doméstica e comercial é constituída de um sistema mecânico alternativo, biela manivela, um motor elétrico rotativo para acionamento deste, e um dispositivo de proteção contra sobrecarga.

O motor elétrico comumente utilizado para o acionamento da bomba é o de indução, monofásico, com potência variando entre 30 [W] e 700 [W]. O arranque destes é feito diretamente a partir da rede de energia. Para isto são utilizados relés, termoresistores, e até pequenos dispositivos eletrônicos que possibilitam a energização temporária da bobina auxiliar. Devido às características da aplicação, estes motores operam em velocidades constantes com escorregamento da ordem de 3 [%]. Como a capacidade de refrigeração é proporcional ao volume de gás deslocado pelo pistão e à rotação do eixo do motor, o único modo de se variar a taxa com que o calor é retirado do sistema de refrigeração é com um controle do tipo *on-off*.

O controle *on-off* é feito por um termostato com retardo que liga o compressor quando a temperatura dentro do compartimento a ser refrigerado estiver acima do desejado e o desliga quando a temperatura estiver abaixo. Embora este dispositivo seja simples e de baixo custo, sua utilização implica em um alto consumo de energia inerente ao momento da partida do compressor. Nos sistemas de refrigeração, a duração típica de um ciclo, ou seja, tempo decorrido entre duas partidas consecutivas do compressor, é da ordem de 15 a 20 minutos. Isto significa que um refrigerador pode ligar e desligar de quatro a três vezes durante uma hora. A energia gasta durante estas partidas representa algo em torno de 3 [%] do total utilizado na alimentação do compressor.

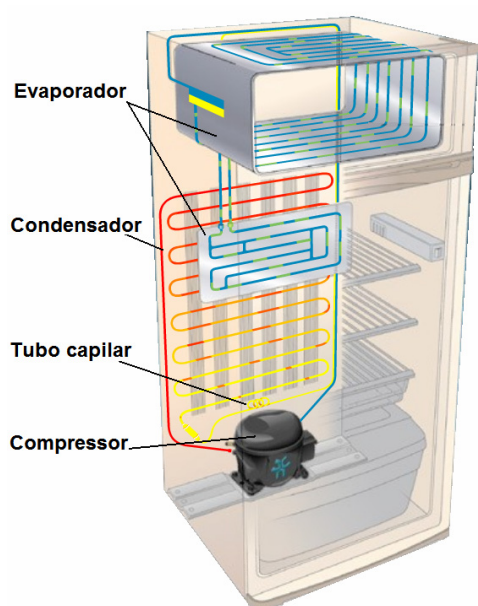
Com o intuito de reduzir parte deste consumo de energia, outros tipos de motores têm sido empregados no acionamento do sistema mecânico de um compressor, pode se citar, por exemplo, a utilização de motores *Brushless DC* (vide Fig. 2.1b) e atuadores lineares [33]. Nestes dispositivos o acionamento do motor é feito através de um inversor eletrônico permitindo assim o controle de sua velocidade e, conseqüentemente, o da capacidade de refrigeração do sistema. A grande vantagem está na economia de energia, que pode chegar a 40 [%] em relação a um sistema convencional. Isto se deve a um software de controle que ajusta a velocidade do motor de acordo com a temperatura do compartimento a ser refrigerado, diminuindo assim a taxa com que o calor é retirado na medida em que o sistema se aproxima da temperatura ideal. Isto permite um aumento no tempo de ciclo do sistema, reduzindo o número de partidas do compressor e também o consumo de energia.

## 2.2 Princípios Básicos

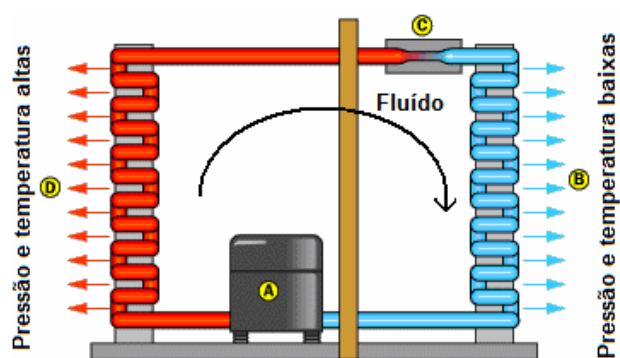
A refrigeração por troca de estado está baseada no princípio físico da evaporação. Durante a evaporação de um líquido, submetido à pressão constante, sua temperatura e a dos corpos vizinhos em contato térmico permanecem constantes. A energia fornecida ao sistema termodinâmico é utilizada então na troca de estado da matéria, que permanece em uma mesma temperatura por mais que se aumente a taxa na qual a energia é fornecida. De fato a variação desta última fará com que mais ou menos vapor seja produzido por unidade de tempo. Contudo, a fase líquida e a fase gasosa coexistirão até que todo o líquido seja transformado em vapor.

Se após a mudança de fase o vapor for comprimido, ele irá retornar a fase líquida devolvendo ao ambiente ao seu redor toda a energia absorvida durante o processo de evaporação. Se o líquido for novamente aquecido haverá uma nova mudança de fase com absorção da energia fornecida pela fonte. Este ciclo pode ser repetido indefinidamente sem a degradação do fluido, já que se trata de um processo físico e não químico.

Nos refrigeradores domésticos (Fig. 2.2a) o fenômeno da evaporação ocorre no interior do compartimento refrigerado, em um trocador de calor chamado de evaporador. A compressão do gás (vapor) ocorre dentro de um trocador de calor externo, exposto ao ambiente, chamado de condensador.



(a) Refrigerador doméstico.



(b) Circuito esquemático, (A) Compressor, (B) Evaporador, (C) Tubo capilar e (D) Condensador.

Fig. 2.2 – Principais partes constituintes dos refrigeradores domésticos e sistemas de refrigeração.

A função do compressor é promover o bombeamento do fluido refrigerante, que ao retornar do evaporador no estado gasoso é succionado e comprimido em direção ao condensador, causando uma baixa de pressão no evaporador e um aumento de pressão no condensador (Fig. 2.2b). Este aumento de pressão faz com que a temperatura do fluido refrigerante se eleve em relação ao ambiente, propiciando então a dissipação do calor absorvido ao longo do sistema. É no condensador que o gás superaquecido passa do estado gasoso para o líquido ao perder calor para o meio ambiente.

A conexão entre o condensador e o evaporador é feita através de um tubo muito fino, tubo capilar, cuja função é criar uma resistência à circulação do fluido, causando assim um grande diferencial de pressão entre ambos. Este degrau de pressão impulsiona o fluido refrigerante, ainda no estado líquido, através do tubo capilar em direção ao evaporador. Neste, ao encontrar um ambiente de baixa pressão, o fluido passa do estado líquido para o estado gasoso, absorvendo no processo o calor interno ao refrigerador. Novamente o fluido refrigerante é succionado e bombeado sob pressão para o condensador, onde irá dissipar o calor absorvido. Este processo perdura enquanto o compressor estiver ligado.

Existem inúmeras substâncias que, quando submetidas a pressões de uma a três atmosferas, evaporam-se em temperaturas de interesse à refrigeração (entre  $+5\text{ }^{\circ}\text{C}$  e  $-35\text{ }^{\circ}\text{C}$ ). O uso de pressões desta magnitude, relativamente próximas à atmosférica, é bastante interessante, já que dispensa a utilização de componentes mecanicamente muito resistentes, contribuindo assim para a redução custo final do refrigerador.

Neste trabalho serão considerados os fluidos refrigerantes comerciais em maior utilização no mercado, R600 e R134, cujas pressões de evaporação estão entre uma e três atmosferas (aproximadamente  $10\text{ [N/cm}^2\text{]}$  e  $30\text{ [N/cm}^2\text{]}$ ) e as pressões de condensação estão entre seis e 23 atmosferas (aproximadamente  $60\text{ [N/cm}^2\text{]}$  e  $230\text{ [N/cm}^2\text{]}$ ). A diferença entre ambas,  $50\text{ [N/cm}^2\text{]}$  a  $200\text{ [N/cm}^2\text{]}$ , deve ser então mantida pelo compressor. Como as temperaturas de troca de estado e pressões estão univocamente correlacionadas, serão encontradas as mesmas pressões para compressores grandes ou pequenos que operem nas mesmas temperaturas. O que irá mudar de um para outro é o volume de gás deslocado por unidade de tempo, não as pressões.

O compressor comumente utilizado para o bombeamento do fluido refrigerante é o do tipo alternativo, de pistão ou êmbolo (Fig. 2.3). Nestes, a massa de gás comprimida a cada ciclo é bastante reduzida se comparada à massa total presente no sistema, pelo menos em  $1/100$ . Isto indica que o processo pode ser assumido como contínuo já que as pressões de admissão e descarga não sofrem variações instantâneas

devido à natureza discreta do bombeamento. Deste modo, o evaporador e o condensador podem ser considerados dois reservatórios infinitos com pressões constantes.

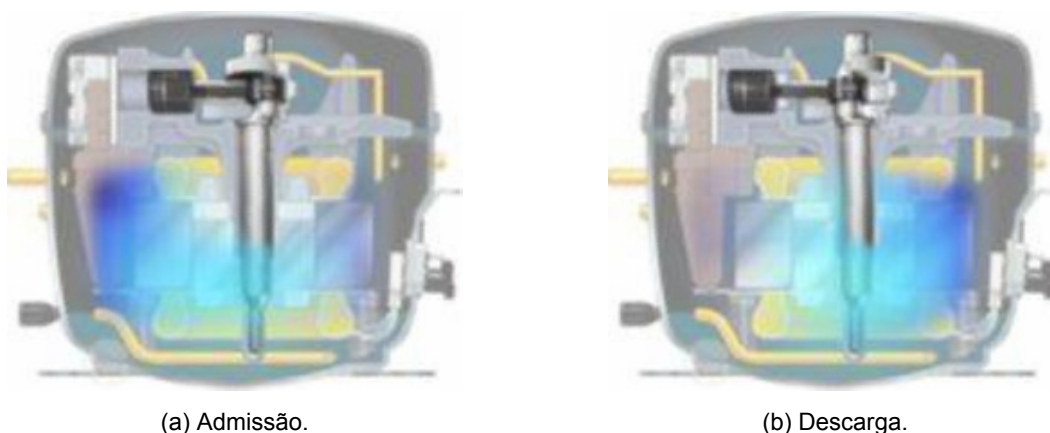
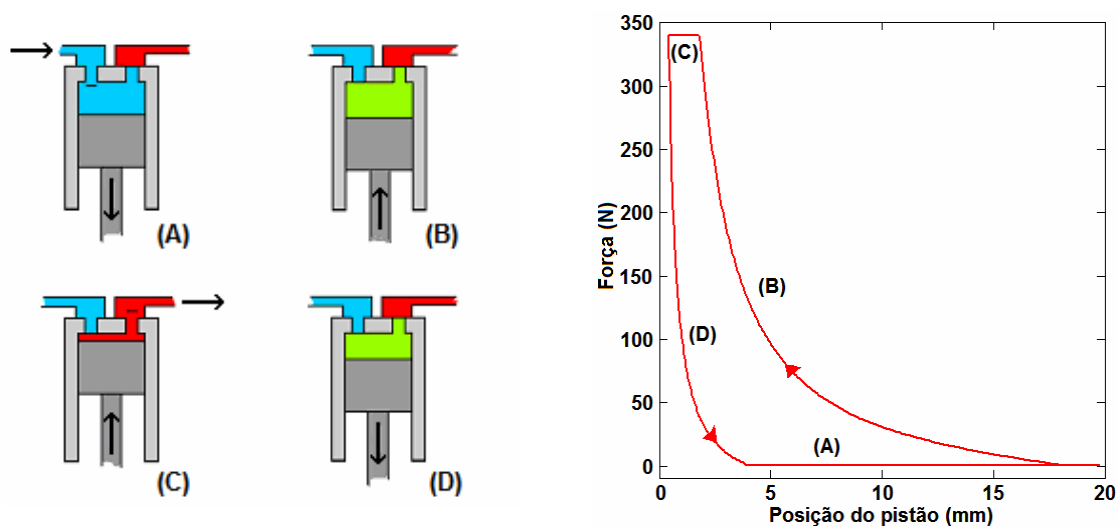


Fig. 2.3 – Admissão e descarga em um compressor alternativo de pistão.

Na Fig. 2.4a é apresentado um esquema evidenciando todas as etapas presentes em um ciclo de bombeamento de gás em um compressor a pistão. Nestes dispositivos a área do pistão pode ter de 1 [cm<sup>2</sup>] a 10 [cm<sup>2</sup>] e o curso de 5 [mm] a 20 [mm]. Assim, lembrando que força é o produto da pressão pela área, as forças envolvidas durante a movimentação do êmbolo serão da ordem de dezenas a centenas de [N] para os fluidos refrigerantes R600 e R134 (Fig. 2.4b).



(a) Etapas do ciclo, (A) Admissão, (B) Compressão, (C) Descarga, (D) Expansão.

(b) Força do pistão versus posição, caso ideal.

Fig. 2.4 – Etapas constituintes de um ciclo de compressão de gás e a correspondente força exercida pelo pistão.

Durante a admissão, instante (A) da Fig. 2.4, a pressão interna ao cilindro tende a ser menor do que a do evaporador provocando a abertura da válvula (Fig. 2.4a). Neste instante a força exercida pelo gás sobre o pistão é praticamente nula e o movimento de recuo do mesmo faz com que a câmara do cilindro se encha de gás. No momento seguinte, instante (B), se inicia a compressão, a pressão intermediária (o que está representado na cor verde) é maior do que a do evaporador, porém, menor do que a do condensador. Esta situação perdura até que a pressão na câmara do cilindro seja ligeiramente maior do que a do condensador, isto faz com que a válvula de descarga se abra permitindo a saída do gás, instante (C). Em seguida se inicia a expansão. A pressão intermediária é tal que ambas as válvulas estão fechadas. Somente quando a pressão interna tender a ser menor do que a do evaporador é que a válvula se abre tendo início então um novo ciclo de compressão.

## 2.3 Considerações sobre a dinâmica dos compressores

O elevado diferencial de pressão entre evaporador e condensador indica que durante o funcionamento haverá uma grande compressão de gás dentro do cilindro. Tal fenômeno caracteriza um comportamento fortemente não-linear e que possui duas implicações importantes para o entendimento da dinâmica do compressor.

O fluido refrigerante é comprimido a uma pequena fração de seu volume inicial antes que a válvula de descarga se abra, tipicamente de  $1/5$  a  $1/10$  do volume máximo inicial (Fig. 2.4a instante (C)). Isto confere ao gás um comportamento elástico, como uma mola gasosa que tende a empurrar o cilindro na direção contrária à do movimento. Neste momento as forças envolvidas ao final da compressão são bastante elevadas e precisam ser supridas pelo motor.

A descarga ocorre durante uma pequena fração do deslocamento, quando o êmbolo está se aproximando do topo do cilindro (Fig. 2.4 instante (C)). Se após a abertura da válvula de descarga ainda houver muita energia cinética acumulada, ou o motor fornecer uma força além da necessária, a tendência do êmbolo é continuar sua trajetória e atingir o topo do cilindro, já que a força de oposição do gás é aproximadamente constante após a abertura da válvula.

Nos compressores acionados por motores rotativos através de um sistema biela-manivela, os problemas inerentes ao acionamento de cilindros compressores, força de pico e controle do final de curso, são inerentemente resolvidos.

O rotor do motor pode acumular energia cinética ao longo de uma volta e só entregá-la ao pistão quando for realmente necessário. Usualmente, os compressores de refrigeração doméstica possuem uma energia cinética acumulada cerca de dez vezes maior que a energia exigida pelo mecanismo compressor a cada ciclo. Este excesso de energia é absolutamente necessário nos compressores de refrigeração. O torque exigido pelo sistema mecânico durante a abertura da válvula é muito maior, chegando ser até uma dezena de vezes superior ao máximo torque que o motor pode gerar. Se um compressor for desligado abruptamente em regime, até que a velocidade caia a zero, perdendo assim toda sua energia cinética, o motor não terá meios de reiniciar o movimento, pois não haverá torque suficiente para vencer o pico de força necessário à abertura da válvula de descarga. Será necessário esperar até que as pressões no evaporador e condensador se equalizem antes de uma nova partida. Os picos de torque exigidos pelo sistema mecânico são absorvidos pelo momento de inércia do rotor.

O conjunto alternativo, biela-manivela garante um fim de curso, superior e inferior, perfeitamente definidos para o pistão. Assim, o volume morto deixa de ser um problema, uma vez que ele é determinado pela própria construção do sistema, não importando o tipo de motor utilizado. O curso é definido apenas pela excentricidade da manivela, o pistão será puxado para baixo assim que atingir o valor máximo de deslocamento permitido, não havendo possibilidade de que o mesmo se choque com topo do cilindro.

## 2.4 Conclusões

Historicamente, motores de indução alimentados diretamente a partir da rede de energia têm sido utilizados ao longo das últimas cinco décadas no acionamento de compressores herméticos alternativos devido à robustez e ao baixo custo. Porém a característica discreta de seu controle contribui para considerável consumo de energia despendido durante as inúmeras partidas do motor ao longo de toda a vida do produto.

A utilização de motores *brushless* com controle de velocidade permite reduzir o consumo de energia através da variação da capacidade de refrigeração aliada a uma significativa redução no número de partidas.

Os princípios básicos da refrigeração evaporativa foram apresentados e sua correlação, ainda de que um modo ideal e generalista, com a operação do motor foi feita. A utilização dos gases R600 e R134 constitui-se em uma vantagem, já que a grandeza

das unidades envolvidas, potência e torques, é da mesma ordem tanto para os compressores convencionais como para os de alta velocidade.

Por último, a opção por um sistema mecânico do tipo biela-manivela facilita o controle do motor, já que não há preocupação com a posição e sim somente com a velocidade.



### 3. MOTORES DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS

#### 3.1 Introdução

Inúmeras topologias de motores elétricos foram desenvolvidas ao longo da história para a satisfação de diferentes necessidades. A título de ilustração, na Fig. 3.1 a seguir, é apresentada uma classificação para motores elétricos segundo Hanselman [10].

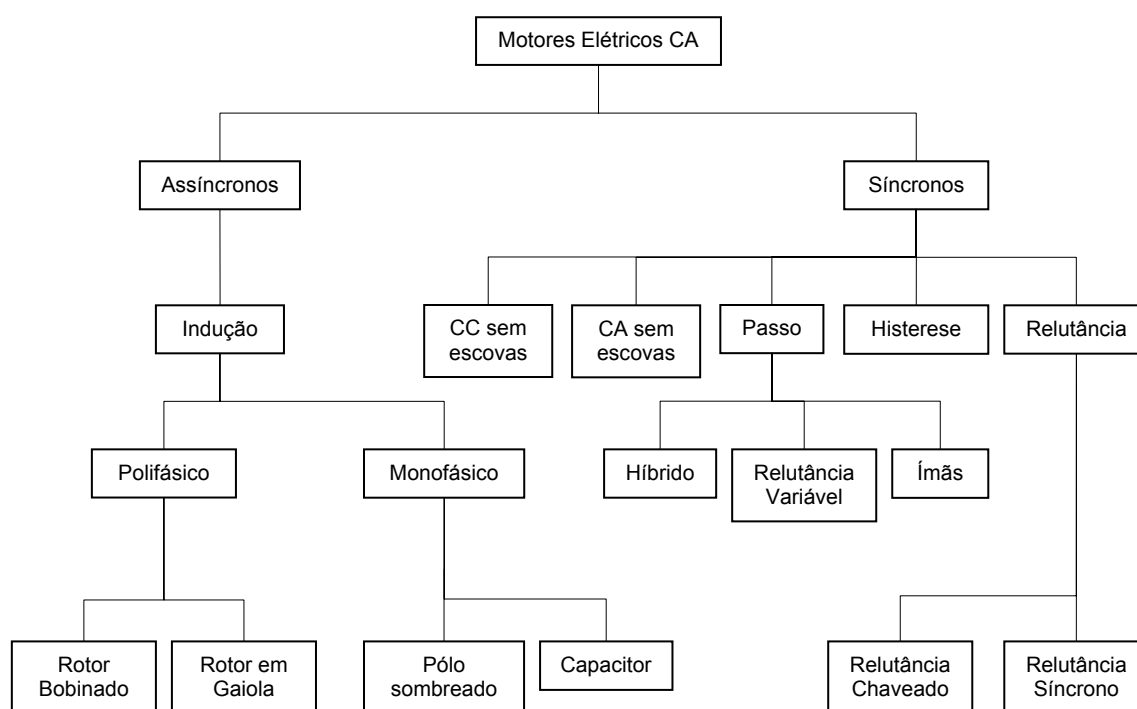


Fig. 3.1 – Classificação de motores.

Em uma primeira análise da Fig. 3.1 pode-se identificar pelo menos quatro topologias que se aplicam ao propósito deste trabalho, são elas: motor de indução, motores síncronos a ímãs permanentes (CC e CA sem escovas), motor de relutância chaveada e o motor de relutância síncrono. Contudo, um exame mais detalhado das características de desempenho destas máquinas em alta velocidade, tabela 3.1, possibilita a exclusão de algumas das opções inicialmente consideradas.

Motores com baixo fator de potência implicam em um mau aproveitamento da energia entregue à máquina. A troca de significativas quantidades de energia reativa entre o conjunto inversor-máquina e a rede é indesejável, portanto, motores de indução e de relutância síncrona quando utilizados em altas velocidades não são indicados para aplicação em compressores herméticos. O motor de relutância chaveada, por possuir alta

vibração em funcionamento, também não se mostra uma alternativa interessante, já que a aplicação requer um baixo nível de trepidação e ruído.

Assim a topologia mais apropriada à aplicação proposta é a de motores a ímãs permanentes. Dentre estes, o foco nesta dissertação será ao Motor de Corrente Contínua Sem Escovas – MCCSE.

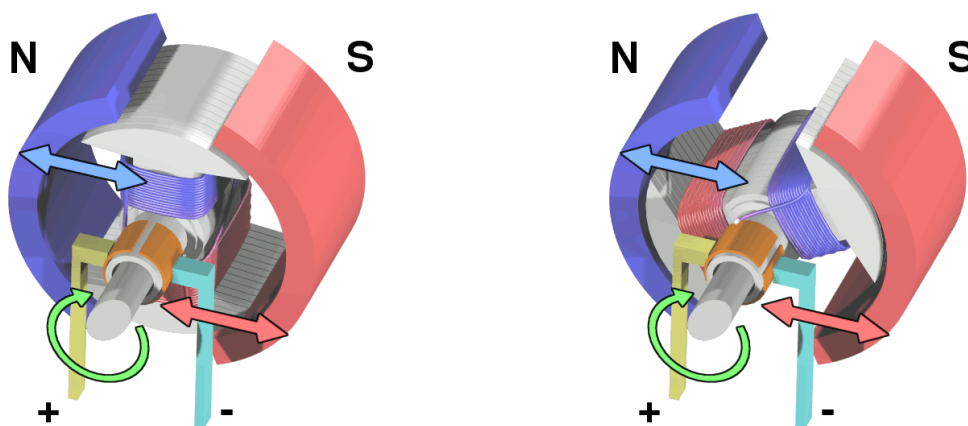
Tabela 3.1 – Principais características de alguns tipos máquinas elétricas.

Tipo de máquina	Vantagens	Desvantagens
Motor a indução	Partida simples Regulação de velocidade em malha aberta	Altas perdas rotóricas Baixo fator de potência em altas velocidades
Motor a ímãs permanentes	Grande abertura de entreferro Alto fator de potência	Fragilidade do rotor
Motor de relutância síncrono	Estrutura simples para o rotor Baixas perdas rotóricas	Baixo fator de potência Pequena abertura de entreferro
Motor de relutância chaveado	Estrutura simples para o rotor	Alta vibração e ruído Pequena abertura de entreferro

### 3.1.1 O motor de corrente contínua comutado

Para uma melhor compreensão da teoria do MCCSE, bem como a razão do emprego de alguns termos, será feita a seguir uma breve descrição a respeito do funcionamento da máquina de corrente contínua [11].

Na Fig. 3.2 é apresentado um motor de corrente continua comutado – MCCC. O mesmo é composto por um enrolamento de campo, aqui substituído por dois ímãs permanentes, um enrolamento de armadura montado no rotor, e um comutador [12].



(a) Eixos magnéticos em quadratura.

(b) Tendência de alinhamento dos eixos magnéticos.

Fig. 3.2 – Motor de corrente contínua em instantes de tempo distintos. Fonte: Wikipédia.

O comutador é constituído de dois seguimentos semicirculares de cobre, montados em uma das extremidades do eixo, e isolados um do outro bem como do ferro do rotor. Cada um dos terminais das bobinas do rotor é conectado eletricamente a um dos segmentos de cobre. Escovas de carvão estacionárias, que possibilitam a conexão elétrica entre o enrolamento do rotor e a fonte de alimentação externa, deslizam sobre os segmentos de cobre.

Admitindo que a corrente elétrica entre pelo terminal positivo, devido ao modo como foi montado o enrolamento, um campo magnético será gerado ao longo da armadura com o pólo norte indicado pela bobina de cor azul, conforme indicado na Fig. 3.2. Forças de repulsão e atração entre os pólos magnéticos (representado pelas setas na Fig. 3.2) irão impor um movimento de giro ao rotor de modo que os eixos magnéticos do campo e da armadura se alinhem Fig. 3.2b.

No momento em que o campo do rotor começa a se alinhar com o campo gerado pelos ímãs, Fig. 3.2b, o comutador inverte a conexão com as escovas fazendo com que a corrente mude de sentido no enrolamento. Neste mesmo instante os pólos da armadura são também invertidos, o que novamente gera forças de repulsão e atração, fazendo com que o movimento de giro se perpetue.

O enrolamento do rotor nada mais é do que um conjunto de fios conduzindo uma corrente  $i$  submetido a uma densidade de fluxo magnético  $\vec{B}$ . Os enrolamentos irão experimentar uma força  $\vec{F}$  devido à interação entre a corrente e a densidade de fluxo de acordo com (3.1) [43].

$$\vec{F} = \oint i \, d\vec{\ell} \times \vec{B} \quad (3.1)$$

onde  $d\ell$  é um elemento diferencial de comprimento. A integral deve ser calculada ao longo de todo o enrolamento. Aplicando (3.1) a cada um dos quatro segmentos constituintes de uma única espira, Fig. 3.3a, temos (3.2).

$$F = iL_{cp}B + 0 + iL_{cp}B + 0 \quad (3.2)$$

onde  $L_{cp}$  é comprimento do pacote do motor. Note que as parcelas de força exercidas sobre os segmentos de fio da cabeça de bobina são nulas, pois neles a corrente é paralela a  $\vec{B}$ . Como existe um pequeno distanciamento entre a linha de atuação das forças e o centro do eixo do rotor, um conjugado mecânico será gerado de acordo com (3.3).

$$\vec{T} = \vec{d} \times \vec{F} \quad (3.3)$$

onde  $d$  é a largura da armadura. Assim, o conjugado resultante gerado por  $n$  espiras é dado por (3.4).

$$T = ndiL_{cp}B\sin\theta \quad (3.4)$$

onde  $\theta$  é o menor ângulo formado entre o eixo da armadura e o eixo do campo. Na Fig. 3.3b são apresentadas, na seção transversal do motor elementar mostrado na Fig. 3.2b, as forças resultantes exercidas sobre as bobinas. Embora nesta situação os segmentos de cobre da cabeça de bobina não estejam mais paralelos à  $B$ , a resultante das forças que atuam sobre eles continua sendo nula uma vez que são iguais em módulo e direção, mas opostas no sentido.

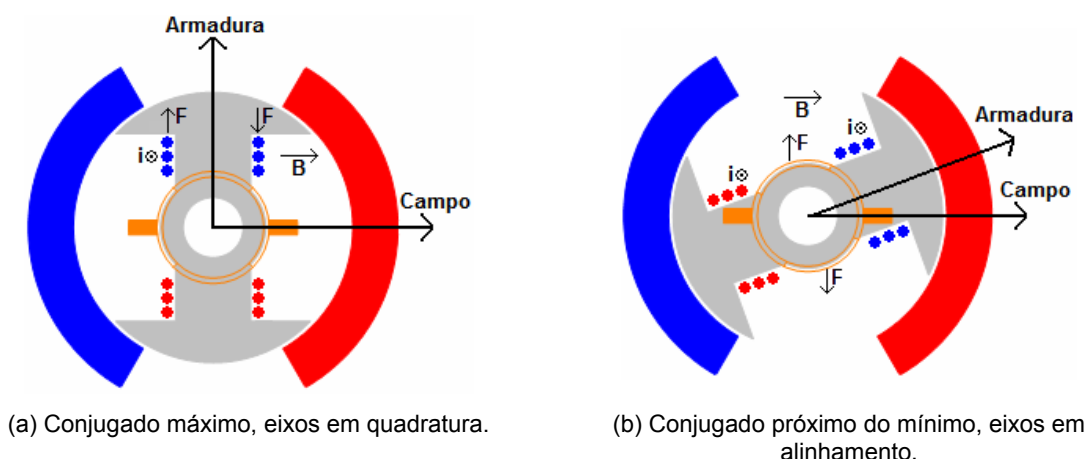


Fig. 3.3 – Forças exercidas sobre os fios devido à presença de  $B$  em instantes distintos.

### 3.1.2 O Motor de corrente contínua sem escovas

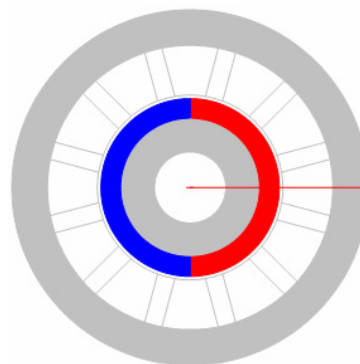
O MCCSE, como se pode deduzir de seu próprio nome, é uma máquina constituída de ímãs em conjunto com enrolamentos condutores que, por não possuir comutador mecânico é dita sem escovas. Embora alguns autores a classifiquem como uma máquina CA, é devido a grande similaridade com o MCCC a razão de seu nome. As semelhanças entre as máquinas e o processo de comutação resultam em um equacionamento das características de conjugado e velocidade idênticos. Em ambas as máquinas, a corrente nos condutores deve ter seu sentido invertido à medida que os

ímãs passam, de modo a garantir um conjugado unidirecional. No MCCC tal inversão da corrente é efetuada pelo comutador. Uma vez que o mesmo está montado sobre o eixo do rotor, os instantes de comutação estão automaticamente sincronizados com passagem dos pólos magnéticos sobre os enrolamentos condutores.

Já no MCCSE, Fig. 3.4, a inversão da tensão de alimentação, e conseqüentemente do sentido das correntes nas bobinas, é feita através de um inversor de tensão com interruptores estáticos. Neste caso o formato da onda de corrente fornecida pelo inversor tende a ser *quadrada* e a força eletromotriz – FEM, induzida pelos ímãs nos enrolamentos das fases a ser *trapezoidal*. Estes termos são ambos comumente utilizados para se referir ao MCCSE e seu controle.



(a) Corte longitudinal



(b) Seção transversal

Fig. 3.4 – Motor de corrente contínua sem escovas e sem ranhuras.

Entretanto, existe um outro modo de operação no qual as correntes de fase possuem um formato sinusoidal. A FEM induzida neste caso é projetada de tal modo que o seu formato seja senoidal. Embora o aspecto físico da máquina e seu controle sejam muito parecidos, existe uma importante diferença entre ambos os modos de funcionamento. O motor com formato de onda senoidal opera com uma distribuição de força magnetomotriz girante similar ao do motor de indução ou a máquina síncrona. Este modo de operação é típico de um motor síncrono de corrente alternada, com excitação proveniente dos ímãs permanentes, e tem muito mais em comum com a máquina síncrona de rotor bobinado do que com o MCCC. Por esta razão é freqüentemente chamado de motor de corrente alternada sem escovas – MCASE.

Existe certa confusão a cerca da distinção entre motores CC e CA sem escovas. Embora tais máquinas sejam fisicamente muito parecidas, ambas são usualmente projetadas para aplicações distintas, além do mais o embasamento teórico, operação e custos de manufatura são ligeiramente diferentes [13]. Neste trabalho será abordado apenas o MCCSE visando seu emprego em compressores herméticos.

### 3.1.3 Tipos de motores de corrente contínua sem escovas

O tipo mais comum de MCCSE é aquele em que o rotor é interno ao estator, Fig. 3.5a. Esta topologia é a mais popular, pois permite uma fácil fixação do eixo do rotor, através de mancais ou rolamentos, à periferia do estator. Além do mais, nesta configuração, o estator propicia uma proteção natural contra possíveis fragmentos, como pedaços de ímãs, oriundos do rotor durante o movimento de giro do mesmo.

Contudo, inúmeros outros tipos podem ser concebidos, cada qual mais indicado para uma aplicação em específico. Se acelerações e desacelerações em pequenos intervalos de tempo são necessárias, é apropriado que um motor com rotor interno seja utilizado, devido a sua alta relação de conjugado por inércia.

Por outro lado, se velocidade constante é um requisito de projeto é adequada a utilização de um motor com rotor externo (Fig. 3.5b) já que o elevado momento de inércia desta topologia pode beneficiar a manutenção da velocidade em patamares constantes.

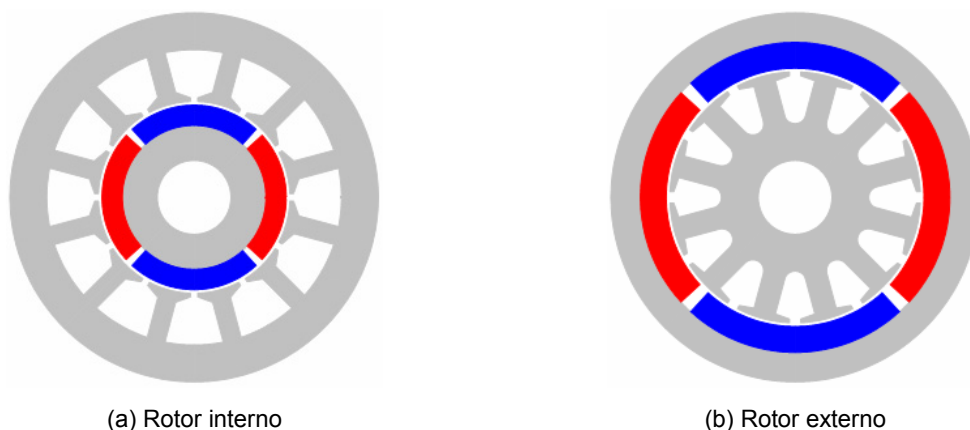


Fig. 3.5 – Diferentes tipos de motores quanto ao posicionamento do rotor.

Uma vantagem dos motores com rotor externo é a simples fixação dos ímãs ao rotor. Nesta situação a força exercida sobre os ímãs devido ao movimento de giro do rotor faz com que aqueles sejam comprimidos contra a coroa do estator, dispensando assim a utilização de luvas ou anéis retentores.

Esta é uma característica bastante interessante, pois, em aplicações de alta velocidade, é muito importante garantir uma correta e segura fixação dos ímãs de modo que não haja desprendimento total ou parcial dos mesmos. Além disso, tal estrutura permite uma melhor utilização do cobre, uma vez que as cabeças de bobinas são

relativamente menores do que as existentes em motores com rotor interno. Na tabela 3.2 é feito um comparativo entre motores com rotor externo e interno.

Tabela 3.2 – Comparação entre topologias de rotor interno e externo.

Requisito	Rotor Interno	Rotor Externo
Acelerações rápidas	Melhor	Pior
Dissipação de calor	Melhor	Pior
Reversão	Melhor	Pior
Utilização em bombas	Pior	Melhor
Utilização em ventiladores	Pior	Melhor
Utilização em discos rígidos	Pior	Melhor

### 3.2 Princípios básicos

A compreensão do princípio de funcionamento do MCCSE está fundamentada na FEM induzida gerada pelos ímãs permanentes. Assim é necessário encontrar a forma de onda do fluxo magnético concatenado pelos enrolamentos do estator.

Considere a seção transversal do motor de dois pólos indicado na Fig. 3.6, onde  $\theta$  é ângulo em graus entre o eixo de referência do estator e do rotor.

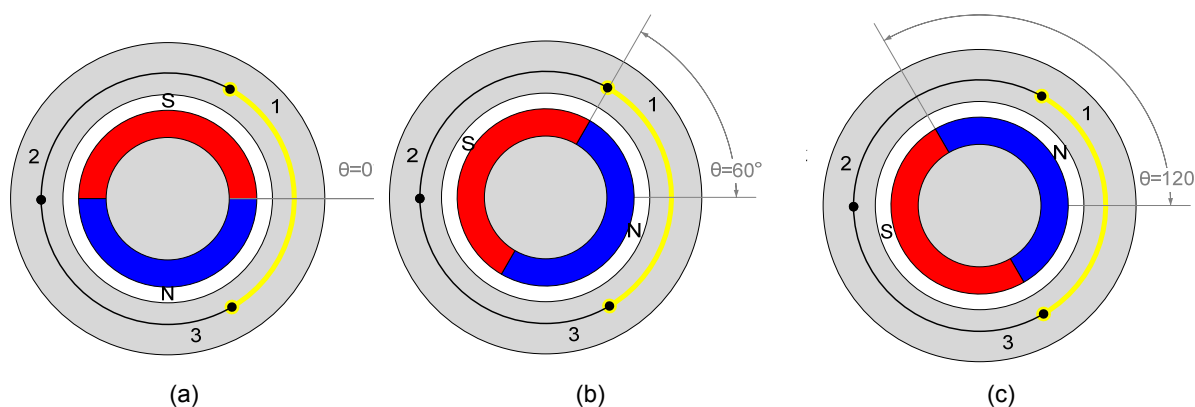


Fig. 3.6 – Seção transversal esquemática de um MCCSE de dois pólos.

Quando  $\theta$  é igual a zero a parcela de fluxo concatenado pelo enrolamento da fase 1, representado esquematicamente pelo segmento de arco na cor amarela (Fig. 3.6a), é nulo (Fig. 3.7). Isto se deve ao fato de que ambos os ímãs possuem uma igual contribuição de fluxo, porém com sentidos opostos. Tal situação se repete, para a bobina da fase 1, a cada múltiplo inteiro de  $180^\circ$ .

Na medida em que o rotor gira, a contribuição do ímã de polaridade norte aumenta até ser atingido o valor máximo de fluxo enlaçado em  $\theta=60^\circ$  (vide Fig. 3.6b e Fig. 3.7). Este valor permanece constante até que todo o setor circular do pólo norte tenha passado pelo enrolamento, o que acontece em  $\theta=120^\circ$  (vide Fig. 3.6c e Fig. 3.7). Deste ponto em diante, o fluxo concatenado começa diminuir linearmente até atingir o valor de zero quando  $\theta=180^\circ$ . Para concluir a análise, para um giro completo do rotor, basta apenas inverter o sinal da forma de onda obtida entre  $0^\circ$  e  $180^\circ$ .

A FEM induzida pode ser determinada a partir do fluxo concatenado pela aplicação da Lei de Faraday (3.5).

$$e = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{d\Phi}{d\theta} \cdot \frac{d\theta}{dt} = \omega_m \frac{d\Phi}{d\theta} \quad (3.5)$$

onde  $\omega_m$  é a velocidade angular do rotor. Na Fig. 3.7 é mostrada a forma de onda do fluxo concatenado pelo enrolamento da fase 1,  $\Phi_1$ , bem como a FEM induzida no mesmo para o caso ideal,  $e_1$ , em função da posição mecânica do rotor. No caso real a FEM induzida tende ao formato trapezoidal como indicado na Fig. 3.7 pela linha tracejada [14].

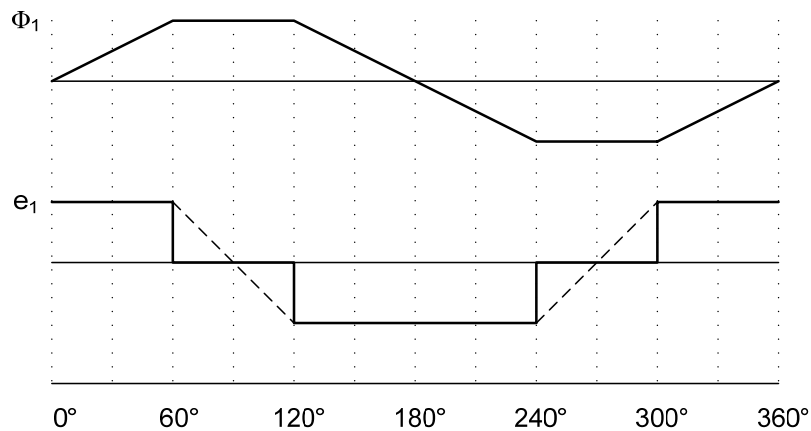


Fig. 3.7 – Formas de onda do fluxo concatenado e FEM induzida em função da posição do rotor.

O MCCSE requer que correntes com forma de onda quadrada sejam fornecidas à máquina. Devido ao fato das correntes nas fases serem excitadas em sincronismo com parte constante das forças eletromotrizes, um conjugado constante é gerado. Tal modo de operação pode ser obtido utilizando-se do circuito inversor indicado na Fig. 3.8.

Os transistores de potência realizam a mesma função do comutador mecânico para o motor CC. Contudo, para isto é necessário um circuito que realmente a posição do rotor para operação em sincronismo com as forças eletromotrizes. Tal



estrutura não é indicada na Fig. 3.8. Por hora será assumido que as chaves abrem e fecham em sincronismo com as ondas de força eletromotriz.

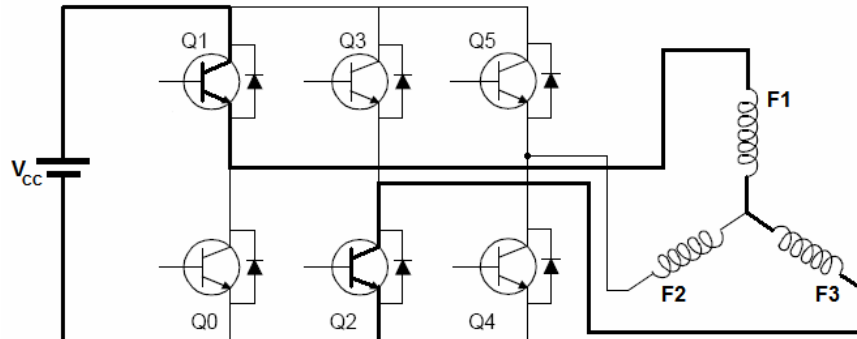


Fig. 3.8 – Circuito inversor para comutação do MCCSE.

Assumindo o posicionamento do rotor na Fig. 3.6a, como ponto inicial para a análise da comutação e funcionamento do motor, temos as respectivas formas de onda das FEM por fase e entre linhas indicadas na Fig. 3.9a-d.

No período de  $0^\circ$  a  $60^\circ$  os transistores Q1 e Q2 estão conduzindo, fazendo com a corrente fornecida pela fonte circule nos enrolamentos das fases F1 e F3 com a mesma polaridade da FEM. Assim a potência fornecida pela fonte é  $e_{31}i_{31}$ . Desprezando todas as perdas e assumindo que a velocidade angular é constante, toda a potência elétrica é convertida então em potência mecânica  $T_{31}\omega_m$ .  $T_{31}$  é o conjugado produzido pelas bobinas das fases F3 e F1. A forma de onda de  $T_{31}$  é mostrada na Fig. 3.9e.

Para o período de  $60^\circ$  a  $120^\circ$  Q1 deixa de conduzir, e a chave Q5 é fechada pelo controle do inversor fazendo agora com que as fases F2 e F3 sejam energizadas. Novamente a corrente circula com a mesma polaridade da FEM. A forma de onda do conjugado gerado por ambos os enrolamentos é mostrada na Fig. 3.9f. Entre  $120^\circ$  e  $180^\circ$  os transistores Q0 e Q5 conduzem a corrente até os enrolamentos das fases F1 e F2, produzindo novamente o conjugado (Fig.3.9g). Observe que para o período de  $180^\circ$  a  $240^\circ$  as fases F1 e F3 voltam a conduzir, contudo os transistores que agora permitem a passagem da corrente são Q0 e Q3. Isto se deve ao fato de que neste intervalo a polaridade de  $e_{31}$  é positiva e, portanto a corrente deve circular no sentido inverso ao do período de  $0^\circ$  a  $60^\circ$  para que um conjugado unidirecional seja produzido.

Esta estratégia de comutação é utilizada ao longo de todo o funcionamento do motor de maneira que um conjugado constante, resultado da soma dos conjugados individuais gerado por um par de bobinas qualquer, seja obtido Fig. 3.9h.

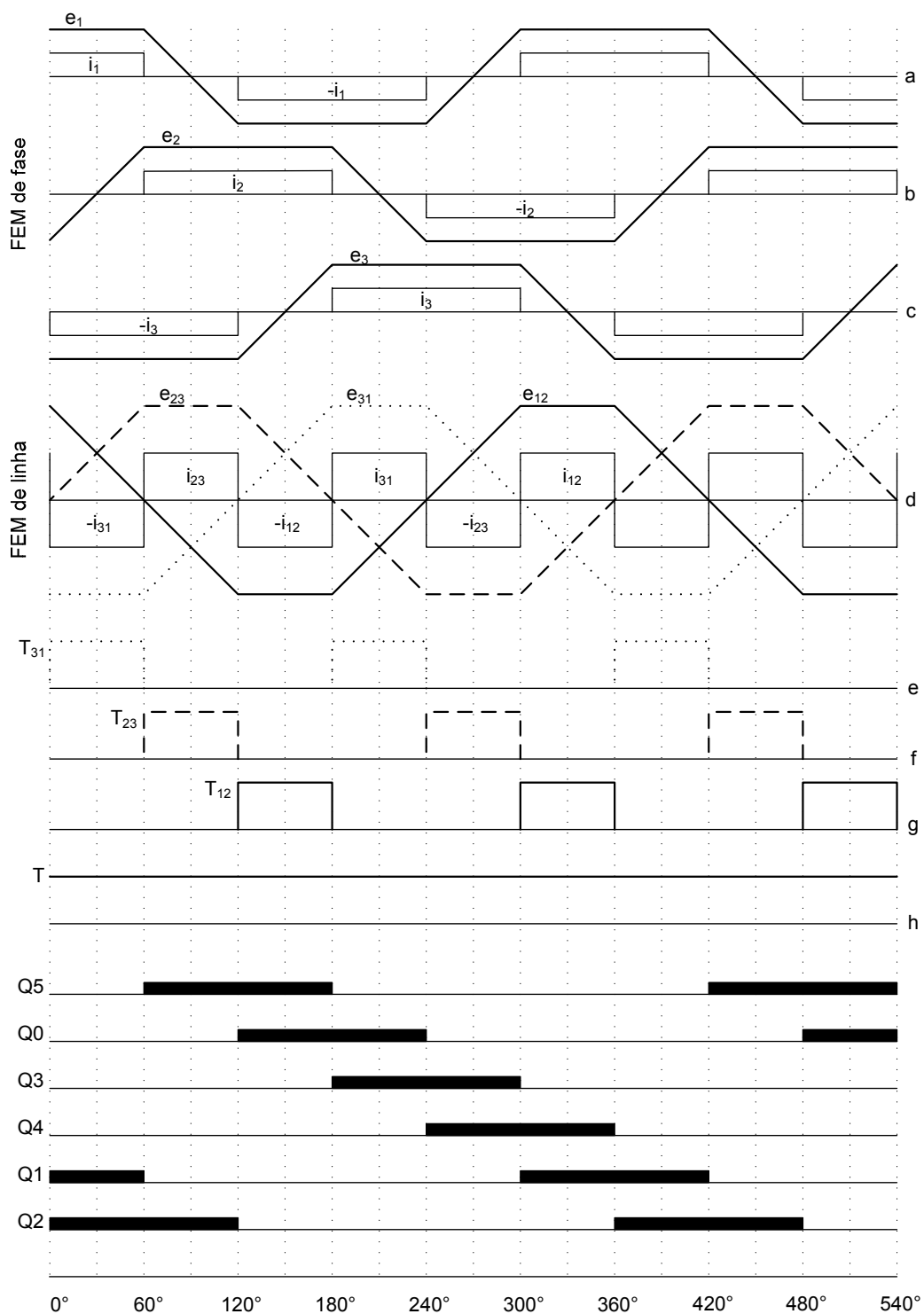


Fig. 3.9 – Forma de onda das forças eletromotrizs das fases, entre linhas e seqüência de chaveamento dos transistores em função da posição mecânica do rotor.

A análise precedente foi desenvolvida para um motor de dois pólos. Nesta situação as grandezas mecânicas e elétricas, como velocidade e posição, são equivalentes. Contudo para máquinas com mais de dois pólos a repetição da FEM induzida nas bobinas ocorre antes de um giro mecânico completo. Assim pode se estabelecer uma equivalência entre graus mecânicos  $\theta_m$  e graus elétricos  $\theta_e$  de acordo com (3.6).

$$\theta_e = \frac{n_p}{2} \theta_m \quad (3.6)$$

onde  $n_p$  é o número de pólos do rotor.

### 3.3 Conversão Eletromecânica de Energia

De acordo com o que foi exposto, a conversão eletromecânica de energia para um MCCSE pode ser representada pela equação (3.7).

$$e_l i = T \omega_m \quad (3.7)$$

onde  $e_l$  é a FEM entre duas fases (de linha) conectadas em série e  $i$  a corrente que circula por elas. Um importante ponto a ser ressaltado nesta equação fundamental é a linearidade e, por conseguinte, simplicidade de controle dos MCCSE. Tal característica possibilitou durante décadas sua utilização em sistemas de velocidade variável.

Uma das mais importantes características dos motores elétricos é sem dúvida a curva de aceleração ou torque versus velocidade. Para a obtenção desta curva para o MCCSE considere (3.5) e a Fig. 3.7. Destas é possível perceber que a taxa de variação do fluxo magnético enlaçado pelo enrolamento da fase F1 permanece constante entre  $0^\circ$  e  $60^\circ$ . Assim a FEM induzida entre duas fases conectadas em série pode ser calculada de acordo com (3.8).

$$e_l = k_e \omega_m \quad (3.8)$$

Substituindo (3.8) em (3.7) resulta (3.9).

$$T = k_e i \quad (3.9)$$

onde  $k_e$  é a constante de força eletromotriz. É comum, ao se referir à (3.9), substituir  $k_e$  por  $k_T$ . Onde  $k_T$  é conhecido por constante de torque.

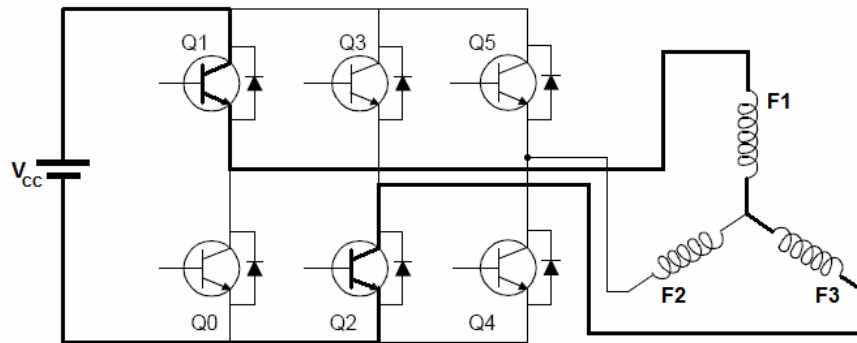


Fig. 3.10 – Detalhe da condução dos transistores em um MCCSE.

Analisando o circuito da Fig. 3.10 é possível perceber que a tensão de alimentação é igual à soma das FEM mais a queda de tensão nos enrolamentos das fases:

$$V_{CC} = e_f + R_l i \quad (3.10)$$

onde  $R_l$  é resistência de linha entre duas bobinas quaisquer em série e  $i$  é a corrente fornecida pela fonte. Substituindo (3.7) e (3.9) em (3.10) e, evidenciando o torque e a velocidade angular chega-se as seguintes expressões (3.11) e (3.12), respectivamente.

$$T = \frac{k_T}{R_l} (V_{CC} - k_e \omega_m) \quad (3.11)$$

$$\omega_m = \frac{V_{CC}}{k_e} - \frac{R_l T}{k_e k_T} \quad (3.12)$$

Algumas considerações podem ser feitas a partir das expressões acima. De (3.11) é possível perceber que o máximo torque do motor é obtido quando  $\omega_m = 0$  e máxima velocidade é atingida pela máquina quando o torque é nulo (3.12). Assim, defini-se a velocidade em vazio e o torque de rotor bloqueado de acordo com (3.13) e (3.14), respectivamente.

$$\omega_V = \frac{V_{CC}}{k_e} \quad (3.13)$$

$$T_{RB} = k_T \frac{V_{CC}}{R_i} = k_T i_{RB} \quad (3.14)$$

onde  $i_{RB}$  é a corrente de rotor bloqueado. Deste modo pode-se reescrever (3.11) e (3.12) como (3.15).

$$\frac{\omega_m}{\omega_V} = 1 - \frac{T}{T_{RB}} = 1 - \frac{i}{i_{RB}} \quad (3.15)$$

A equação (3.15) evidencia a dependência linear do torque com a velocidade, como também mostrado na Fig. 3.11.

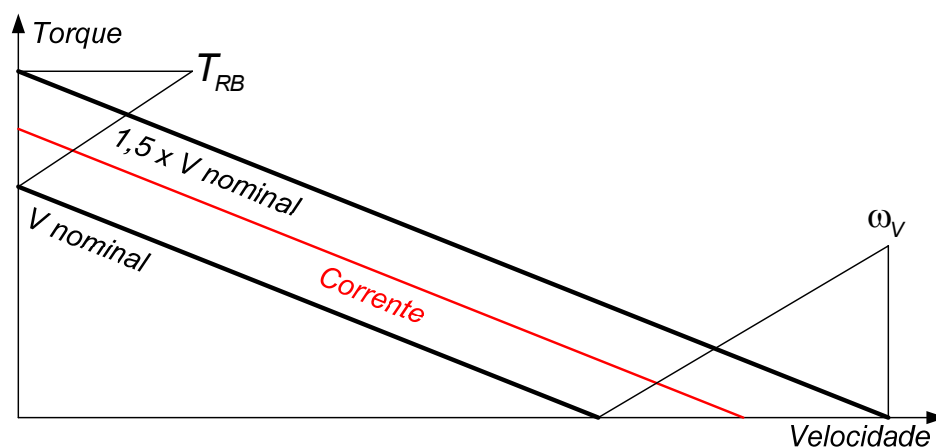


Fig. 3.11 – Curva de aceleração ou torque versus velocidade para um motor MCCSE.

Quando o motor opera em vazio, o torque gerado pela máquina é zero e, conseqüentemente, não há circulação de corrente nos enrolamentos. Deste modo, não há queda de tensão na resistência das bobinas e o motor acelera até que  $e_i$  seja igual a  $V_{CC}$ , o que ocorre quando  $\omega_m = \omega_V$  por definição. A análise de (3.13) indica que a velocidade em vazio da máquina pode ser alterada variando-se a tensão de alimentação  $V_{CC}$ , como mostrado na Fig. 3.11.

Por outro lado, quando uma carga é aplicada ao eixo do motor, um torque será gerado, resultando em circulação de corrente nas fases. O fornecimento de corrente pela fonte só é possível caso  $e_i$  seja menor que  $V_{CC}$ . Uma vez que  $e_i$  é proporcional à  $\omega_m$ , é necessário que haja uma diminuição na velocidade da máquina para que isto ocorra.

Assim se torna compreensível a característica linear da curva de torque versus velocidade de um MCCSE.

Suponha que a carga aplicada ao eixo do motor seja aumentada de modo que o torque de rotor bloqueado seja atingido  $T_{RB}$ , a força eletromotriz  $e$ , será zero. Neste ponto de operação, a corrente fornecida pela fonte, a menos do circuito de proteção do inversor, é limitada somente pela resistência dos enrolamentos das fases. Este alto valor de corrente poderá desmagnetizar os ímãs do rotor, destruir os transistores de potência e danificar a isolamento do cobre do estator. Normalmente, delimita-se a corrente máxima permissível para operação em regime em 30 [%] da corrente de rotor bloqueado, através da regulação das correntes de fase pelo inversor. Para uma situação transitória, permite-se atingir valores entre 50 [%] a 60 [%] da corrente de rotor bloqueado.

Na Fig. 3.12 são indicadas as regiões de operação transitória e em regime. As curvas de aceleração apresentadas nas Fig. 3.11 e Fig. 3.12, são retas. Na pratica isto não é verificado. Tal efeito se deve à indutância dos enrolamentos, que acarreta em distorção da forma de onda da corrente para altas velocidades, à saturação magnética aliado ao efeito desmagnetizante provocado pelas correntes de fase quando um alto torque é requerido do motor, à imperfeição no chaveamento das correntes das fases e às variações de relutância no circuito magnético [15,54]. Além disso, nesta análise preliminar, os efeitos das perdas no ferro, perdas por histerese e correntes induzidas, atrito e ventilação não foram consideradas no equacionamento do torque. O efeito da temperatura, também desprezado, exerce uma importante influência na geração de torque, uma vez que o aumento da mesma implica em uma redução do fluxo produzido pelos ímãs, resultando em um menor valor da constante de torque  $k_T$ . No capítulo referente ao projeto do motor tais efeitos serão considerados para dimensionamento da máquina.

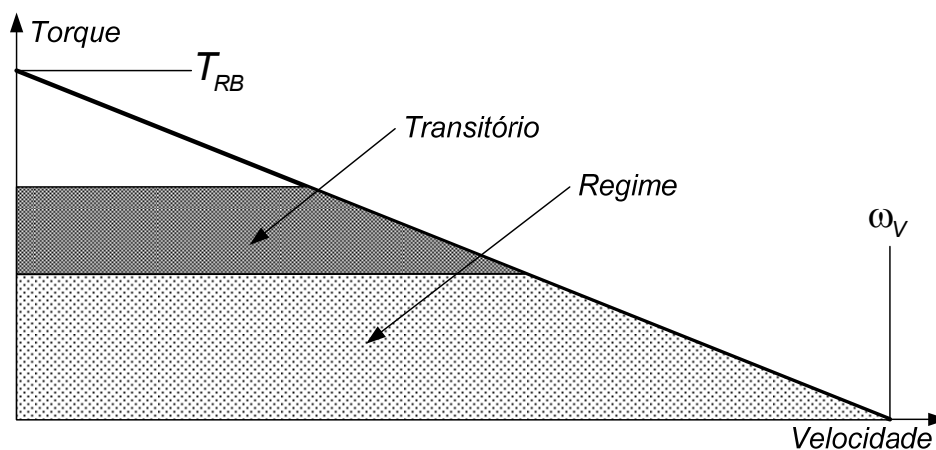


Fig. 3.12 – Regiões típicas de operação transitória e em regime.

### 3.4 O conversor estático

O conversor estático, para acionamento do MCCSE, é constituído de duas partes principais: um retificador a diodos do tipo onda completa e um inversor trifásico em ponte completa. O inversor é responsável pelo fornecimento e regulação das correntes nas fases.

Em um motor com os enrolamentos conectado em estrela, a utilização de um inversor trifásico em ponte completa (vide Fig. 3.13) faz com que a magnitude da corrente fornecida pela fonte seja igual a das correntes nas fases. Isto acontece, pois somente duas das três correntes de fase circulam em série através do inversor. Somente dois transistores, um inferior e outro superior, estarão conduzindo em qualquer instante de tempo. Controladores PWM (*Pulse Width Modulation*) são utilizados para regular as correntes na máquina. Os diodos de roda livre possibilitam a circulação da corrente no momento em que os transistores são desligados e durante os intervalos de comutação [53].

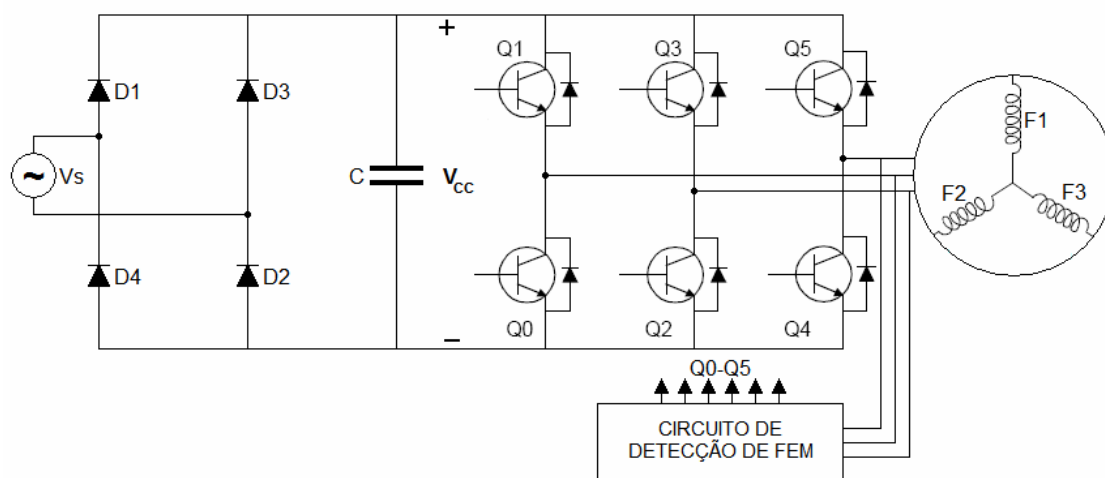


Fig. 3.13 – Conversor estático utilizado para acionamento de um MCCSE.

Para que os transistores de potência operem em sincronismo com as ondas de FEM é necessário que o correto posicionamento do rotor seja fornecido ao controlador que comanda o disparo dos interruptores. Existem três dispositivos comumente utilizados para este fim: o *resolver*, o *codificador óptico* e o *transdutor de efeito Hall*. Embora tais estruturas tenham custos, confiabilidade e princípios de funcionamento distintos as mesmas destinam-se a realimentação de um circuito lógico responsável pelo comando dos transistores.

Grande esforço tem sido despendido para desenvolvimento de estruturas que não mais necessitem de sensores de posicionamento e circuitos lógicos para determinação do posicionamento do rotor e disparo dos transistores de potência. Tal técnica é conhecida como controle sem sensores (*sensorless control*) e se baseia na onda de FEM induzida para obtenção de informação a respeito de posicionamento do rotor.

### 3.5 Conclusões

Um enorme interesse pelos motores de alta velocidade vem sendo demonstrado pela indústria e comunidade acadêmica de um modo geral. Isto se justifica pelo fato de que em altas velocidades os motores se tornam menores do que os convencionais para uma mesma potência. Assim, há redução de volume e, conseqüentemente, de custo. Por serem máquinas de alto rendimento, vão de encontro aos novos requisitos de eficiência energética impostos pelos órgãos governamentais e sociedade de um modo geral.

Neste segmento o motor de corrente contínua sem escovas se mostra uma boa opção para o propósito deste trabalho. O equacionamento desta máquina, no tocante as características de torque versus velocidade, se traduz em um controle menos complexo. O alto fator de potência e a grande abertura de entreferro são características desejáveis em motores que se destinem a aplicação em compressores herméticos.



## 4. MATERIAIS MAGNÉTICOS E ASPECTOS CONSTRUTIVOS

### 4.1 Introdução

O projeto de motores elétricos de alta velocidade requer uma seleção criteriosa dos materiais empregados em sua construção. A elevada frequência de comutação do inversor, em conjunto com o alto conteúdo harmônico, inerente à forma de onda trapezoidal da FEM, exige que algumas ações sejam tomadas no sentido de se minimizar as perdas por correntes induzidas. Neste aspecto, aços elétricos de baixa perda e com espessura de lâmina entre 0,2 [mm] e 0,35 [mm] têm sido utilizados [16].

Não obstante, grandes esforços foram, e são aplicados com o objetivo de se desenvolver materiais mais eficientes para utilização em máquinas de alta velocidade. Neste contexto, os materiais compósitos têm se destacado por possuírem características interessantes que vêm possibilitando significativa redução nas perdas em altas frequências.

Outro material fundamental para o projeto e aplicação de motores de alta velocidade são os ímãs permanentes. Avanços na engenharia de materiais permitiram uma considerável redução nos preços dos mesmos que, aliado ao desenvolvimento de ligas de maior energia, têm impulsionado a fabricação de máquinas de alto desempenho.

Neste capítulo serão apresentados os principais materiais utilizados na construção de máquinas de alta velocidade, mais especificamente, no MCCSE. Um comparativo do ponto de vista técnico e econômico entre os diferentes tipos de cada material será traçado. Aspectos construtivos e de manufatura também serão abordados de modo que se tenha, ao final do capítulo, subsídios gerais para a escolha dos materiais a serem empregados na construção de MCCSE.

### 4.2 Unidades, Terminologia e Fundamentos

Existem dois sistemas de unidades amplamente utilizados no estudo do magnetismo. O primeiro deles, proveniente de um tratado internacional e por isso de grande aceitação, é o Sistema Internacional de Unidades (*Système International d'Unités* – SI). O segundo, ainda muito difundido na indústria norte americana, é o sistema CGS, um acrônimo das palavras centímetro, grama e segundo (unidades base deste sistema). Neste trabalho será adotado o SI. Contudo, o equacionamento básico será desenvolvido nos dois sistemas de unidades devido à extensa utilização de ambos na literatura técnica.

No espaço livre, um campo magnético  $H$  produz uma indução magnética, ou densidade de fluxo magnético,  $B$  dado por (4.1a) e (4.1b) para os sistemas SI e CGS, respectivamente.

$$B = \mu_0 H \quad (4.1a)$$

$$B = H \quad (4.1b)$$

Em (4.1a)  $\mu_0$  é a permeabilidade magnética do vácuo e vale  $4\pi \times 10^{-7}$  [H/m], ela indica como se distribuem quantitativamente as linha de fluxo magnético ao atravessarem um superfície no vácuo. Para (4.1b) esta grandeza é unitária e adimensional e por isso foi omitida na equação.

Caso um material magnético qualquer seja submetido a um campo  $H$  ele contribuirá para a produção de indução conforme (4.2a) e (4.2b), respectivamente, para os sistemas SI e CGS.

$$B = \mu_0 (H + M) \quad (4.2a)$$

$$B = H + 4\pi M \quad (4.2b)$$

Esta segunda parcela  $M$  na contribuição da densidade de fluxo aparece devido à orientação dos momentos de dipolo magnético dos átomos e é conhecida como magnetização. Os elétrons, ao girar em torno de um núcleo atômico, se assemelham à correntes elétricas em forma de anel. Estas por sua vez geram diminutos campos magnéticos – dipolos. Nos materiais de um modo geral estes dipolos anulam-se mutuamente. Porém nos materiais magnéticos, eles possuem a capacidade de se alinharem na presença de um campo externo, resultando assim no fenômeno da magnetização ou imantação.

O fator  $4\pi$  em (4.2b) é a área, em centímetros quadrados, da superfície esférica de raio unitário. No sistema CGS uma unidade de pólo produz uma unidade de campo constante na superfície esférica de raio unitário ao seu redor [17].

Outros dois importantes parâmetros relacionados às propriedades magnéticas dos materiais e válidos para ambos os sistemas de unidades são, respectivamente, a susceptibilidade e a permeabilidade magnéticas.

$$\chi \triangleq \frac{M}{H} \quad (4.3)$$

$$\mu \triangleq \frac{B}{H} \quad (4.4)$$

A susceptibilidade magnética é uma medida do grau de magnetização do material em resposta a um campo magnético aplicado, sua capacidade de ampliar o número de linhas de campo que o atravessam de acordo com a disponibilidade de orientação dos dipolos. A permeabilidade, por sua vez, é dada pela soma dos efeitos da distribuição das linhas de fluxo magnético no vácuo e da susceptibilidade do material. Tal relação é evidenciada em (4.5), obtida a partir da substituição de (4.2a) e (4.3) em (4.4).

$$\mu = \mu_0(1 + \chi) \quad (4.5)$$

A expressão acima indica que embora  $\mu_0$  seja constante, a permeabilidade de um material é variável, já que a susceptibilidade varia fortemente com o campo magnético aplicado. Quando o material é ar  $\chi = 0$  e, portanto  $\mu = \mu_0$ , porém se o material é ferromagnético  $\chi$  pode atingir milhares de vezes o valor de  $\mu_0$ . Já para os ímãs o valor de  $\chi$  é muito menor do que a unidade, fazendo com que  $\mu \approx \mu_0$ .

Outra importante definição decorrente da equação (4.5) é a permeabilidade relativa  $\mu_r$ , dada por (4.6).

$$\mu_r \triangleq 1 + \chi \quad (4.6)$$

Finalmente, um último parâmetro pode ser estabelecido de (4.2a), reescrita em (4.7) por conveniência. Tal grandeza está representada pela parcela  $\mu_0 M$  que é conhecida como polarização magnética ou polarização intrínseca, e sua unidade no SI é tesla [T].

$$B = \mu_0 H + \mu_0 M \quad (4.7)$$

Na tabela 4.1 são indicadas as unidades das grandezas apresentadas em cada sistema com os fatores de conversão do CGS para o SI.

Tabela 4.1 – Unidades utilizadas nos sistemas SI e CGS.

Grandeza	Símbolo	CGS	Fator de conversão	SI
Indução Magnética	$B$	gauss (G)	$10^{-4}$	tesla [T]
Intensidade de Campo Magnético	$H$	oersted (Oe)	$10^3/4 \pi$	ampere por metro [A/m]
Magnetização	$M$	G/cm <sup>2</sup>	$10^3/4 \pi$	[A/m]
Permeabilidade	$\mu$	adimensional	$4\pi \times 10^{-7}$	henry por metro [H/m]
Permeabilidade Relativa	$\mu_r$	não definida	-	adimensional
Susceptibilidade	$\chi$	adimensional	$4 \pi$	adimensional

O estudo do comportamento de um material magnético sob a influência de um campo  $H$  pode ser feito com o auxílio da última equação. A contribuição da primeira parcela do lado direito de (4.7), para a indução resultante  $B$ , é devido somente ao campo  $H$  e independe da presença do material. Já a contribuição referente a polarização intrínseca  $\mu_0 M$  está intimamente ligada à natureza do material e representa a parcela de indução referente a magnetização do mesmo sob ação do campo.

Materiais magnéticos apresentam uma dependência não linear da indução  $B$  com o campo aplicado  $H$ . Esta característica da curva de primeira magnetização é mostrada na Fig. 4.1, a qual ilustra o aumento da polarização  $\mu_0 M$  (e da indução  $B$ ) com a aplicação de um campo magnético a um material inicialmente desmagnetizado.

Se a magnitude do campo  $H$  for aumentada indefinidamente, a indução crescerá até atingir a chamada saturação magnética. Deste ponto em diante por mais que se aumente o campo, a polarização intrínseca permanecerá constante e o termo polarização de saturação é utilizado para se referir a esta última. Por outro lado, a indução resultante continuará a crescer, porém com declividade dada pela permeabilidade do vácuo. Tal comportamento é ilustrado na Fig. 4.1 nas cores azul e vermelha para a indução e a polarização, respectivamente.

Uma vez que a saturação tenha sido atingida, se faz variar o campo  $H$  de valores positivos para valores negativos até que este fenômeno ocorra novamente. Repetindo-se este processo no sentido inverso, de valores negativos para valores positivos, obtém-se o tradicional laço da curva  $BH$  para o material sob análise, Fig. 4.2. Alguns importantes parâmetros podem ser estabelecidos a partir do laço apresentado, são eles [18,19]:

*Máximo produto de energia  $BH_{MAX}$*  – É uma medida da quantidade de energia que pode ser obtida de um ímã para a realização de trabalho.

*Campo coercitivo  $BH_C$*  – Mede a intensidade de campo magnético que deve ser aplicado ao material para que a indução resultante seja igual a zero.

**Campo coercitivo intrínseco  $M H_C$**  – Mede a intensidade de campo que deve ser aplicado ao material para que a polarização intrínseca seja igual a zero. É o valor que se ultrapassado resulta na desmagnetização do material.

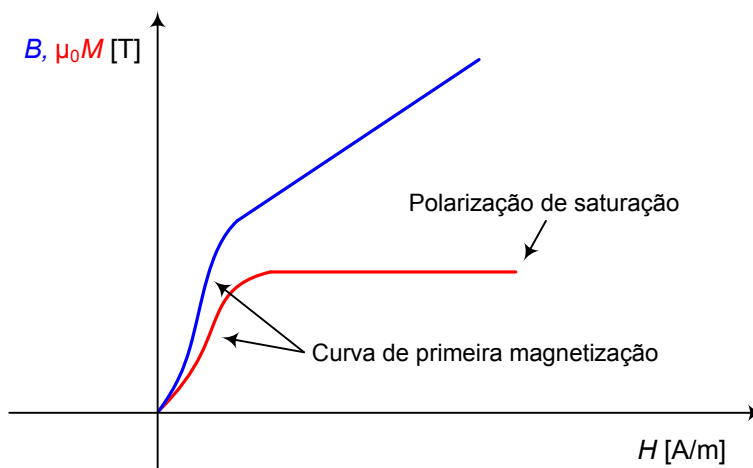


Fig. 4.1 – Curva de primeira magnetização para um material magnético.

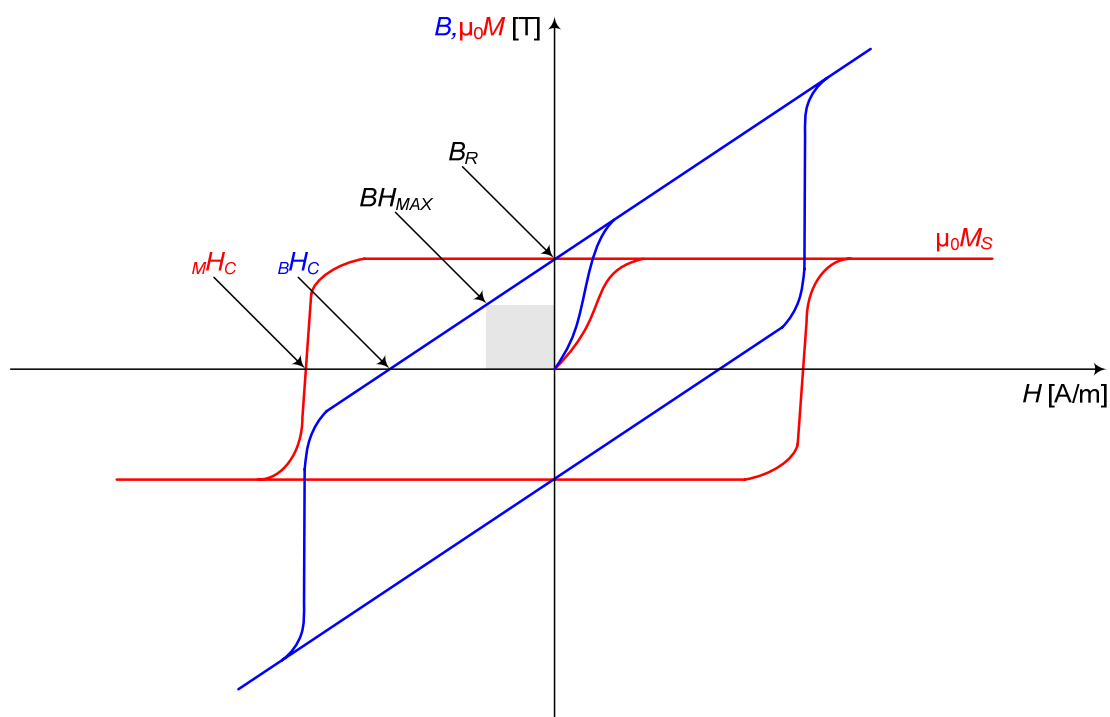


Fig. 4.2 – Laço de histerese para um material magnético.

**Polarização de saturação  $\mu_0 M_s$**  – Valor a partir do qual o material começa a perder eficiência na condução de fluxo magnético fazendo com que a queda de força magnetomotriz ao longo do mesmo seja considerável.



O parâmetro  $B_R$ , conforme já mencionado, mede a quantidade de indução capaz de ser fornecida por um ímã caso o mesmo seja envolto por um material de permeabilidade infinita, ou em outras palavras, é a indução obtida de um ímã quando o mesmo é magneticamente curto circuitado.

Contudo, em máquinas elétricas a ímãs permanentes, estes últimos trabalham em induções abaixo de  $B_R$ , com valores tipicamente entre 70 [%] e 95 [%] do mesmo. Isto ocorre porque a queda de força magnetomotriz no entreferro é sentida pelo ímã como um campo desmagnetizante. Soma-se ainda a este fenômeno o efeito do campo desmagnetizante gerado pelas correntes de fase, que faz com que o ponto de operação do ímã excursione ao longo da curva de desmagnetização, de acordo com a carga do motor.

Para alguns tipos de ímãs, a curva de desmagnetização permanece reta ao longo de todo o segundo quadrante, de modo a sempre retornarem ao ponto de operação em circuito aberto uma vez que o campo gerado pelas correntes de fase seja retirado. Porém, para outros, a curva de desmagnetização apresenta um joelho com um respectivo valor de campo  $H_K$ . Caso  $H_K$  venha a ser ultrapassado, ocorrerá uma perda permanente de magnetismo no material. Nesta situação o ímã recua da sua curva de desmagnetização original para uma menor, tendo perda irreversível de indução e conseqüente revés para o funcionamento da máquina. A inclinação de ambas as curvas é conhecida como permeabilidade de recuo,  $\mu_{rec}$  (vide Fig. 4.3).

Ímãs de SmCo e NdFeB possuem curvas de desmagnetização retas em temperatura ambiente. Contudo, se submetidos a temperaturas elevadas, podem desenvolver joelhos no segundo quadrante da curva  $BH$ . Já os ímãs de Ferrite possuem um comportamento dissimilar, apresentando joelhos no segundo quadrante quando expostos à baixas temperaturas.

De um modo geral, os parâmetros de desempenho dos ímãs variam com a temperatura em maior ou menor grau. Uma medida desta variação é obtida com os coeficientes de temperatura de remanência  $\alpha_{B_R}$  e de coercitividade intrínseca  $\alpha_{M H_C}$  que representam, respectivamente, a variação percentual de  $B_R$  e de  $M H_C$  por grau Celsius. Embora ambos os coeficientes sejam da mesma ordem de grandeza (vide tabela 4.2 [23]), variações no valor de  $M H_C$  não são tão importantes quanto às variações de  $B_R$  e  $H_K$  com a temperatura. Infelizmente, publicações técnicas raramente incluem informações adequadas sobre  $H_K$  e sua variação com a temperatura.

Um limite a ser considerado, principalmente quando ímãs de NdFeB são utilizados, é a máxima temperatura de serviço do ímã. A exposição por longos períodos

de tempo à temperatura elevadas pode provocar alterações na estrutura do material deteriorando assim suas propriedades magnéticas. Outro dado importante para caracterização dos ímãs, porém de baixa relevância como aspecto de projeto, é a temperatura de Curie que caso seja ultrapassada provocará a perda total de magnetismo do material, sendo necessário magnetizá-lo novamente para reutilização.

Tabela 4.2 – Propriedades magnéticas de alguns tipos de ímãs a 20°C.

Parâmetro	Unidade	Alnico	Ferrite anisotrópica	SmCo sinterizado	NdFeB sinterizado
Indução remanente – $B_R$	T	0,6 a 1,35	0,35 a 0,43	0,7 a 1,05	1,0 a 1,3
Campo coercitivo intrínseco – $M H_C$	kA/m	40 a 130	180 a 400	800 a 1500	800 a 1900
Permeabilidade de recuo – $\mu_{rec}$	-	1,9 a 7	1,05 a 1,15	1,02 a 1,07	1,04 a 1,10
$BH_{MAX}$	kJ/m <sup>3</sup>	20 a 100	24 a 36	140 a 220	180 a 320
Força magnetizante	kA/m	200 a 600	600 a 1700	1600 a 4000	2000 a 3000
Resistividade	$\mu\Omega\text{cm}$	47	$>10^4$	86	150
Coefficiente de temperatura – $\alpha_{B_R}$	%/°C	-0,01 a -0,02	-0,2	-0,045 a -0,05	-0,08 a -0,15
Coefficiente de temperatura – $\alpha_{M H_C}$	%/°C	-0,02	0,2 a 0,4	-0,2 a 0,25	-0,5 a -0,9
Máxima temperatura de serviço	°C	500 a 550	250	250 a 350	80 a 200
Temperatura de Curie	°C	850	450	700 a 800	310 a 350
Massa específica – $\gamma$	kg/m <sup>3</sup>	7300	4900	8200	7400

Os mais importantes parâmetros de caracterização dos ímãs permanentes são: a indução remanente, a coercitividade intrínseca e o máximo produto de energia. Juntos com o desejável comportamento linear da curva de desmagnetização, eles desempenham um papel determinante na escolha e aplicação de ímãs à máquinas elétricas. Materiais com diferentes características conduzem a diferentes configurações de máquinas. A dependência dos parâmetros magnéticos com a temperatura implica em restrições de projeto. Todos estes fatores em conjunto influenciam o custo e o desempenho da máquina quando ímãs permanentes são utilizados como fonte de excitação de campo.

Da tabela 4.2 pode ser visto que os materiais à base de NdFeB se destacam em relação aos demais. Contudo deve ser lembrado que tal desempenho é prejudicado em temperaturas elevadas. Isto é representado pelo alto valor de  $\alpha_{B_R}$  e pela baixa temperatura de Curie. Outro agravante é o relativamente alto valor de  $\alpha_{M H_C}$  e a baixa temperatura de serviço (80 [°C] – 200 [°C]). Tal comportamento pode ser considerado grave para aplicações em geradores e motores, onde as temperaturas podem facilmente



superar os 80 [°C]. Felizmente esforços têm sido despendidos no sentido de se melhorar o desempenho térmico deste tipo de material [24].

Os ímãs de Alnico possuem uma característica fortemente não linear para a curva de desmagnetização. Seus máximos produtos de energia são da ordem de 20 [kJ/m<sup>3</sup>] a 100 [kJ/m<sup>3</sup>] e possuem alta indução remanente com baixa coercitividade intrínseca. Como consequência, estão restritos a aplicações específicas, uma vez que, mesmo quando submetidos a pequenos campos desmagnetizantes, trabalham na curva de recuo do ímã com conseqüente decréscimo de indução.

Ferrites, por sua vez, geralmente apresentam curvas de desmagnetização lineares, com valores de coercitividade intrínseca maior do que os ímãs de Alnico, porém com induções remanentes mais baixas. O máximo produto de energia varia de 24 [kJ/m<sup>3</sup>] a 36 [kJ/m<sup>3</sup>]. Embora apresentem altos coeficientes de temperatura, são largamente empregados devido ao seu baixo custo (vide tabela 4.3). São comumente utilizados em motores de corrente contínua, com e sem escovas, e também em máquinas síncronas.

Tabela 4.3 – Preços relativos normalizados em relação ao SmCo. Fonte: *Magnequench*.

Preço relativo	SmCo	Ferrite	NdFeB	Bonded Ferrite	Bonded NdFeB
\$/kg [%]	100	4	45 – 70	10	40
\$/T [%] @ 20°C	100	8	35 – 55	30	60
\$/T [%] @ 150°C	100	10	60	40	75
\$/kJ [%]@ 20°C	100	20	30 – 45	110	100
\$/kJ [%]@ 150°C	100	30	55	150	130

Ímãs de SmCo possuem elevados valores de indução remanente e também apresentam comportamento linear para a curva de desmagnetização. Tipicamente o máximo produto de energia vai de 140 [kJ/m<sup>3</sup>] a 220 [kJ/m<sup>3</sup>] e os baixos valores dos coeficientes de temperatura e de coercitividade intrínseca possibilitam sua utilização em uma grande faixa de temperatura. O principal obstáculo em sua aplicação em larga escala é o seu elevado preço, fazendo com que os mesmos sejam utilizados somente em situações onde o custo não é requisito central do projeto.

De um modo geral os ímãs de NdFeB estão sendo utilizados em máquinas elétricas como motores de passo, máquinas síncronas e motores de corrente contínua sem escovas como alternativa ao SmCo. Tal substituição não se justifica somente pelo preço, mas também devido a oferta, em escala industrial, de novos produtos como sinterizados anisotrópicos e *bonded materials* [24]. Os ímãs de Ferrite, devido ao seu baixo custo, continuarão sendo por algum tempo a opção mais indicada para aplicações onde o tamanho e eficiência não são os principais requisitos de projeto.

### 4.3.1 Aspectos Construtivos

Os ímãs utilizados em máquinas de alta velocidade, além de apresentar boas características magnéticas, devem possuir significativa robustez mecânica. Por serem materiais sinterizados [55] obtidos através da prensagem de uma liga de diferentes tipos de pó, possuem relativa fragilidade. Contudo, devem ser capazes de resistir às forças mecânicas oriundas do movimento de giro do rotor.

Para contornar este problema, muitas vezes se faz necessário a utilização de luvas ou anéis retentores assim como fitas termo-retráteis. No entanto, este procedimento além de encarecer o produto e sua montagem penaliza o desempenho da máquina pela introdução de perdas por correntes induzidas quando materiais metálicos são utilizados [4].

No procedimento a seguir dois diferentes formatos de ímãs mostrados na Fig. 4.4 são comparados no que se refere à fixação ao rotor e resistência mecânica.

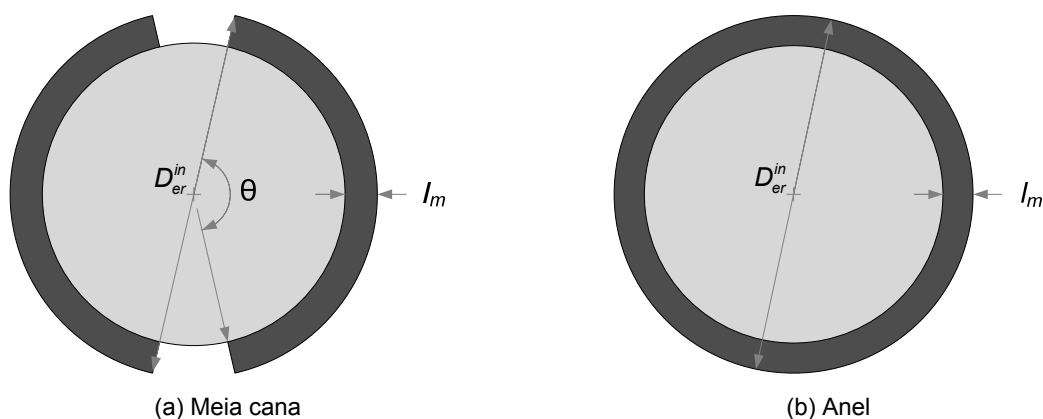


Fig. 4.4 – Formato dos ímãs analisados.

De acordo com a segunda lei de Newton, a força exercida sob um corpo em movimento circular uniforme pode ser escrita da seguinte forma [25]:

$$F = m\omega_m^2 r \quad (4.8)$$

onde,  $m$  é a massa do corpo, e  $r$  é o raio da trajetória descrita pelo mesmo.

A massa  $m_m$  de um dos segmentos de ímã da Fig. 4.4a pode ser calculada da seguinte maneira:

$$m_m = V\gamma_m = \theta \frac{D_{er}^{in}}{2} l_m L_{cp} \gamma_m \quad (4.9)$$

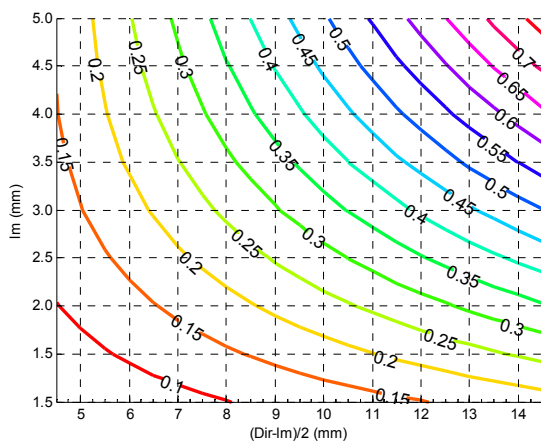
onde  $V$ ,  $\theta$ ,  $l_m$ ,  $L_{cp}$  e  $\gamma_m$  são respectivamente o volume em  $[m^3]$ , o arco em radianos, o comprimento radial em metros, a altura em metros e a massa específica em  $[kg/m^3]$  do segmento de ímã e  $D_{er}^{in}$  o diâmetro externo do rotor de topologia interna em metros.

A fixação deste tipo de ímã no rotor é feita com a utilização de um adesivo específico e o mesmo deve ser capaz de proporcionar uma força de adesão tal que não haja desprendimento. Deste modo, deve-se determinar a tensão à qual o adesivo será submetido e compará-la com o valor da tensão de ruptura do mesmo fornecido pelo fabricante. Assim, com o auxílio de (4.8), (4.9) e após algumas manipulações tem-se:

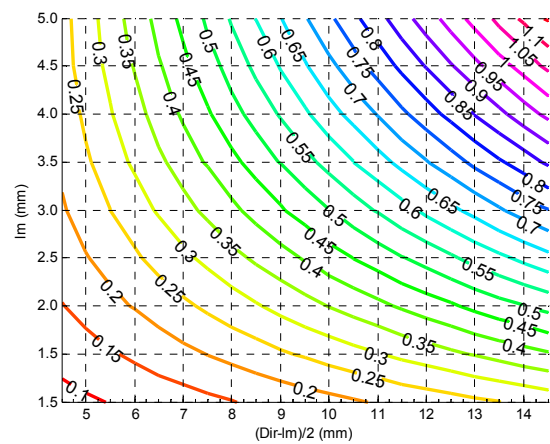
$$\tau = \frac{F}{A} = k\gamma_m n_{krpm}^2 \left( \frac{D_{er}^{in} - l_m}{2} \right) l_m \quad (4.10)$$

onde  $\tau$  é tensão em  $[N/mm^2]$ ,  $A$  é a área de contato entre o ímã e o rotor,  $k$  é um fator de conversão que vale  $1,096 \times 10^{-8}$ ,  $n_{krpm}$  é velocidade do rotor em  $[krpm]$ .  $D_{er}^{in}$  e  $l_m$  são respectivamente o diâmetro externo do rotor de topologia interna e o comprimento radial do ímã em milímetros.

A equação (4.10) é no mínimo interessante, pois indica que a tensão ao qual o adesivo será submetido é proporcional à massa específica e ao comprimento radial do ímã, bem como à velocidade da máquina e ao raio externo do rotor. Na Fig. 4.5 são traçadas curvas de nível para a tensão mecânica  $[N/mm^2]$  exercida sobre o adesivo em ímãs de NdFeB e de Ferrite à velocidade de 15000  $[rpm]$ . O eixo das abscissas representa a variação no raio externo do rotor. A variação no comprimento radial do ímã está no eixo das ordenadas.



(a) Ímã de Ferrite,  $\gamma_m = 5000 [kg/m^3]$



(b) Ímã de NdFeB,  $\gamma_m = 7500 [kg/m^3]$

Fig. 4.5 – Curvas de nível para tensão  $[N/mm^2]$  exercida sobre o adesivo à 15000  $[rpm]$ .

Para os requisitos de projeto do motor, 150 [W] a 15000 [rpm], um cálculo preliminar utilizando ímãs de NdFeB resultou em um rotor com 7,5 [mm] de raio externo e 2,0 [mm] de comprimento radial. De acordo com a Fig. 4.5b, a solicitação mecânica sobre o adesivo é então de aproximadamente 0,25 [N/mm<sup>2</sup>].

A resistência à tração, especificado pelo fabricante do adesivo, a 60 [°C] e a 130 [°C] é de 19 [N/mm<sup>2</sup>] e 4 [N/mm<sup>2</sup>], respectivamente. Embora estes valores sejam muito superiores ao calculado para o rotor em questão, a análise do resultado obtido deve ser feita com cautela.

A superioridade, em termos de resistência à tração, do adesivo em relação às forças mecânicas provenientes do movimento de giro do rotor não garante a integridade física do mesmo. Fissuras existentes ao longo das peças de ímã (vide Fig. 4.6) fragilizam a estrutura do magneto fazendo com que, quando submetidos a altas velocidades, os ímãs venham a se partir, projetando radialmente lascas de material.



(a) Rotor.



(b) Detalhe.

Fig. 4.6 – Fissuras existentes em peças de ímãs de Ferrite.

Um outro agravante é a difícil identificação destas falhas, que ocorrendo internamente à peça, impossibilitam sua detecção. Isto, aliado à aleatoriedade do tamanho das fissuras bem como da área de engaste, faz com que rupturas no material venham ocorrer nas mais variadas condições de velocidade e temperatura.

Uma alternativa aos segmentos de ímã com formato do tipo meia-cana seria a utilização de ímãs do tipo em anel (vide Fig. 4.4b). Nesta configuração, a função estrutural é exercida pelo próprio material. Devido à simetria da peça, as regiões diametralmente opostas compensam as solicitações oriundas do movimento de giro. Neste caso a tensão é exercida ao longo do corpo do ímã e não na interface com o rotor. Portanto, a resistência à tração é a própria do material, sendo 75 [N/mm<sup>2</sup>] para ímãs de NdFeB. Novamente, a fixação dos ímãs ao rotor não é o principal problema. A

configuração em anel confere uma maior resistência mecânica ao conjunto, contudo as fissuras existentes ao longo da peça podem vir a se soltar quando submetidos a forças radiais consideráveis.

Ímãs em formato de anel, além de serem mais resistentes mecanicamente, apresentam uma outra vantagem construtiva em relação aos do tipo meia-cana. A complexa geometria dos ímãs do tipo meia-cana dificulta a montagem uma vez que imperfeições na superfície côncava prejudicam a colagem e criam desequilíbrios de massa indesejáveis para aplicações em alta velocidade. Segmentos de ímã em anel permitem, devido a sua geometria, uma montagem mais equilibrada além de dispensarem o uso de espaçadores e gabaritos utilizados na configuração do tipo meia-cana para um correto distanciamento entre os segmentos de ímã.

## 4.4 Aços Elétricos

Aços elétricos são também conhecidos como materiais magnéticos moles, uma classificação utilizada para se referir aos materiais que podem ser facilmente magnetizados e desmagnetizados. Alguns exemplos são aço-cobalto, metais amorfos, ligas microcristalinas e materiais compósitos [26-28].

Sua principal função é amplificar o campo magnético ao mesmo tempo em que serve de meio condutor ao fluxo. Seus principais parâmetros de caracterização são: permeabilidade magnética, indução de saturação e perdas magnéticas. Na Fig. 4.7 é apresentado o laço da curva  $BH$  típico para aços elétricos.

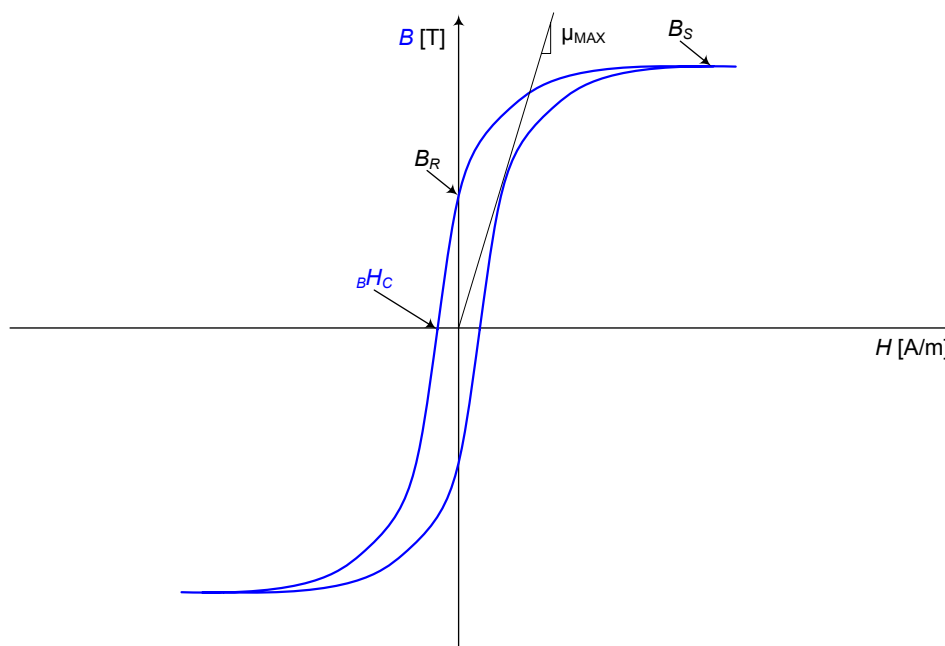


Fig. 4.7 – Laço de histerese para um aço elétrico.

É possível identificar na figura acima o ponto onde a relação  $B/H$  é máxima, ou seja, o ponto de máxima permeabilidade. Nesta situação se obtém o maior número de linhas de fluxo por unidade de campo entregue ao material. É neste ponto em que o aço tem uma maior eficiência na amplificação do campo.

Máquinas elétricas são construídas de modo a operarem próximas à indução de saturação, no final do joelho da curva  $BH$ , e não no ponto de máxima permeabilidade. Isto se justifica, pois a força mecânica que pode ser obtida de tais dispositivos é proporcional à  $B^2$ . Assim, para uma mesma quantidade de aço, é possível extrair uma maior potência quando induções mais elevadas são utilizadas, o que se traduz em um menor custo por watt para uma dada potência. Portanto, quanto maior for o valor da indução de saturação do aço menos material é necessário à construção da máquina. Evidentemente que aços que trabalham em induções mais altas possuem um custo mais elevado. Cabe ao projetista determinar qual o melhor material, em termos de custo e desempenho, a ser utilizado.

As perdas magnéticas totais no aço, ou em um núcleo ferromagnético qualquer, são classicamente subdivididas em perdas por correntes induzidas e histeréticas. A primeira delas é proveniente das correntes induzidas no aço quando este é percorrido por um fluxo magnético variável no tempo. Estas correntes, também conhecidas como correntes de Foucault, circulam em anéis perpendiculares a direção do fluxo e dissipam calor ao longo da resistência associada ao caminho elétrico. Por esta razão o aço é laminado, reduzindo a formação de laços de correntes induzidas. Seu modelo clássico para lâminas de aço é dado por [34]:

$$W_f = \frac{\sigma d^2}{12\gamma} \cdot \frac{1}{T} \int_0^T \left( \frac{\partial B}{\partial t} \right)^2 dt \quad (4.11)$$

Assim, a energia dissipada por efeito Joule é diretamente proporcional à condutividade da liga  $\sigma$ , em S/m, ao quadrado da espessura da lâmina  $d$ , em metros, ao quadrado da taxa de variação da indução no tempo e inversamente proporcional à massa específica  $\gamma$  em  $[\text{kg/m}^3]$ .

As perdas histeréticas são causadas pela movimentação dos domínios magnéticos no material. Os elétrons são cargas elétricas em movimento e, portanto, correntes circulando ao redor dos átomos. Isto faz com que pequenos campos magnéticos sejam gerados. Em grande parte dos materiais o efeito resultante da soma destes campos é anulado devido à aleatoriedade dos mesmos. Porém, nos materiais magnéticos ocorre o alinhamento mútuo de alguns destes diminutos campos gerando

assim grupos de átomos com a mesma orientação magnética. Esses grupos de átomos são chamados de domínios magnéticos [26].

Em um material desmagnetizado, os domínios estão inicialmente desalinhados, em uma condição de mínima energia, (vide Fig. 4.8a). Se um campo magnético for aplicado a este material, os domínios cujo sentido coincidem com o do campo externo serão reforçados e começarão a crescer. Os de sentido oposto irão se contrair (vide Fig. 4.8b).

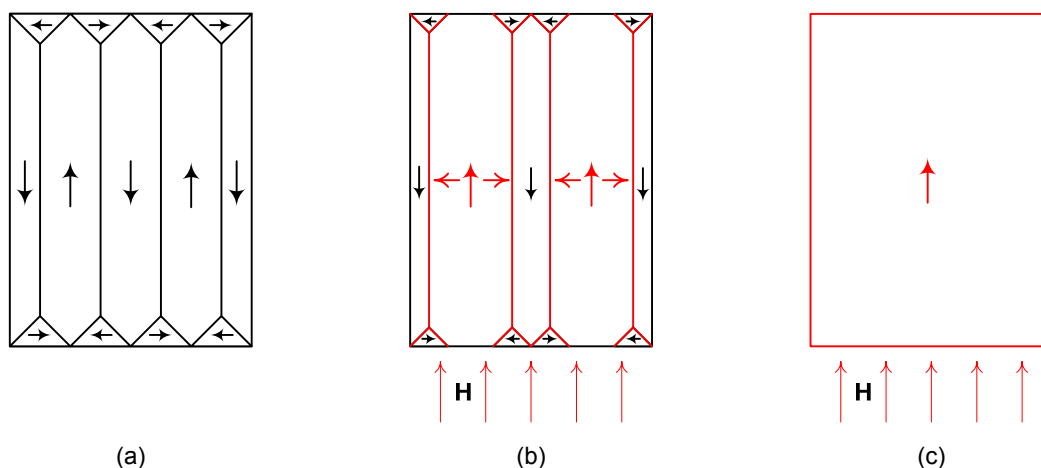


Fig. 4.8 – Domínios magnéticos e sua movimentação.

Isto perdura até um determinado nível de indução, a partir da qual os domínios de sentido oposto param de se contrair e então giram de modo que todos estejam alinhados com o campo externo aplicado (vide Fig. 4.8c e Fig. 4.9).

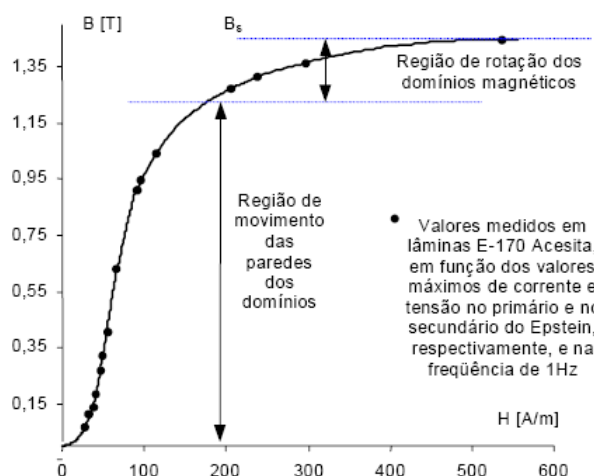


Fig. 4.9 – Curva inicial de magnetização e como ocorre seu processo [34].

O crescimento e rotação dos domínios se dão através do movimento de suas paredes, linhas vermelhas na Fig. 4.8b. Este movimento está associado a uma espécie de inércia que impede a magnetização do material instantaneamente. Tal fenômeno resulta na característica histerética (atraso ou retardamento) dos materiais magnéticos quando submetidos a campos alternados. A energia gasta neste processo de alinhamento dos domínios magnéticos é conhecida como perda por histerese magnética e independe da frequência, razão pela qual também é conhecida com perda estática na literatura.

Steinmetz propôs, há mais de um século atrás, uma equação empírica (4.11) para determinação da energia total dissipada durante o processo de magnetização alternada de materiais ferromagnéticos [35].

$$W_{total} = C_h B_{pk}^n + C_f f B_{pk}^2 \quad (4.11)$$

onde  $W_{total}$  é dado em [J/kg],  $C_h$  é o coeficiente de perdas por histerese,  $C_f$  é o coeficiente de perdas por Foucault,  $f$  é a frequência de ensaio em [Hz],  $B_{pk}$  é a indução de pico em [T] e  $n$  é um fator de potenciação determinado experimentalmente. Escrevendo (4.11) em termos da potência dissipada por quilo de material, tem-se:

$$P_{total} = C_h f B_{pk}^n + C_f f^2 B_{pk}^2 \quad (4.12)$$

Tem sido constatado ao longo do tempo que o primeiro termo da equação de Steinmetz representa bem o fenômeno de perdas por histereses para induções compreendidas entre 0,2 [T] e 1,2 [T] [34]. Contudo, fora destes limites, ela perde validade. A parcela referente às perdas por correntes induzidas também possui uma relativa coerência para com campos sinusoidais e baixos valores de indução. Assim modificações têm sido propostas com o intuito de aperfeiçoar a predição das perdas nos núcleos ferromagnéticos em induções mais elevadas e regimes não sinusoidais.

A alteração proposta em (4.13) tem como objetivo corrigir o cálculo das perdas no ferro em regimes não sinusoidais de fluxo. Para isto substitui-se o parâmetro  $f$  pela variação do valor médio quadrático de  $B$  durante um período da frequência fundamental [36].

$$P_{total} = C_h f B_{pk}^{a+bB_{pk}} + C_f \frac{1}{2\pi^2} \left( \frac{dB}{dt} \right)^2 \quad (4.13)$$



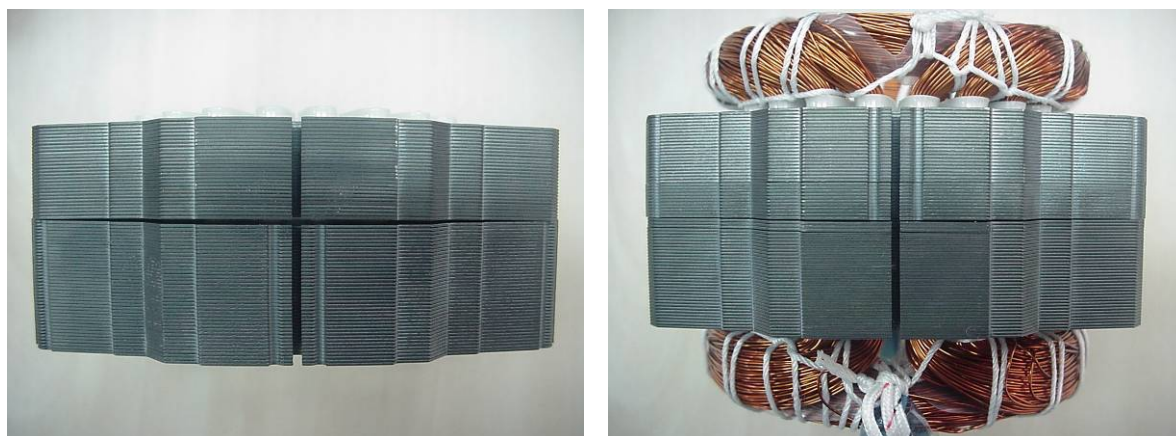
A troca do parâmetro  $\alpha$  por  $a+bB_{pk}$  é uma alternativa para a correção das perdas histeréticas para induções acima de 1,2 [T]. A equação proposta apresenta uma razoável coerência com valores medidos experimentalmente. Contudo para induções com elevado conteúdo harmônico e altas frequências, ela distancia-se dos resultados obtidos em laboratório. Uma das vantagens em se utilizar (4.13) para o cálculo das perdas no núcleo é a fácil determinação de seus parâmetros a partir dos resultados do ensaio de Epstein. O procedimento para tal é apresentado no anexo A.

A determinação das perdas nos materiais ferromagnéticos é um assunto complexo e tem sido objeto de estudos exaustivos ao longo da história. Teorias mais atuais sobre o tema propõem uma terceira parcela de perdas; chamada de perdas excedentes, de origem dinâmica, geradas por correntes induzidas e atribuídas à fenômenos na complexidade microestrutural dos materiais [34]. Não faz parte do escopo deste trabalho um aprofundamento no assunto. Para os interessados um estudo completo sobre a caracterização e modelagem de perdas, incluindo um resumo sobre tais teorias, pode ser encontrado em [34]. Um único modelo será utilizado para comparação de diferentes materiais, (4.13), e que o mesmo regime de induções, tanto em frequência como em conteúdo harmônico, será utilizado nestas análises.

#### 4.4.1 Aspectos Construtivos

Durante a fabricação de uma máquina elétrica uma série de processos influenciará seu desempenho final, principalmente no que refere as perdas no ferro.

Os efeitos do estresse mecânico e térmico sobre as propriedades magnéticas do aço são bem conhecidos, embora sejam de difícil quantificação [37]. Sabe-se que o simples manuseio de uma lâmina de aço pode introduzir tensões mecânicas ao longo da estrutura do material, capazes de invalidar um ensaio de Epstein, por exemplo. O empilhamento de muitas lâminas durante as etapas do processo pode causar deformações indesejáveis nas mesmas. Na Fig. 4.9a é mostrado um pacote de estator construído com lâminas empenadas. Note o vão existente entre duas porções do pacote. A inserção das bobinas exerce uma força adicional sobre as lâminas fazendo com que o vão se estreite (vide Fig. 4.10b). Isto causa um aumento na pressão de contato entre as lâminas com conseqüente aumento das perdas interlâminares [48].



(a) Pacote de estator formado por lâminas empenadas.

(b) Estreitamento do vão devido à força exercida pelas bobinas.

Fig. 4.10 – Efeitos indesejáveis de algumas etapas do processo sobre as lâminas do estator.

Evidentemente que algumas etapas de processo são inevitáveis e o material certamente será submetido a esforços mecânicos. Contudo algumas ações de projeto podem ser tomadas no sentido de se minimizar, ou pelo menos reduzir, parte dos efeitos indesejáveis do processo de fabricação.

Nas tabelas a seguir é apresentado o resultado de um estudo sobre a influência das principais etapas existentes ao longo do processo de manufatura de máquinas elétricas sobre as características do aço [38]. Na primeira delas é indicado o grau de deterioração das propriedades magnéticas em diferentes faixas de indução. A segunda mostra a influência sobre as perdas específicas para ligas com diferentes teores de silício.

Tabela 4.4 – Deterioração magnética em virtude das diferentes etapas produtivas.

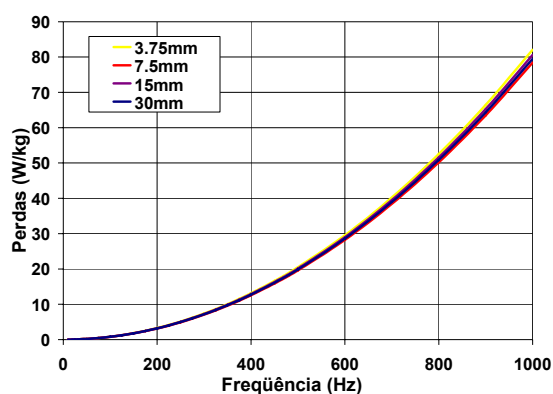
<b>Etapas do processo</b>	<b>Faixa de operação &lt;0,5 [T]</b>	<b>Faixa de operação 0,5-1,5 [T]</b>	<b>Faixa de operação &gt;1,5 [T]</b>
Corte das lâminas	Pequena	Grande	Neutra/Pequena
Prensagem do pacote	Neutra	Pequena/Média	Neutra
Soldagem do pacote	Pequena	Média	Neutra
Empacotamento automático, rebitagem	Neutra/Pequena	Pequena/Média	Neutra/Pequena

Tabela 4.5 – Influência das principais etapas produtivas no aumento das perdas no núcleo.

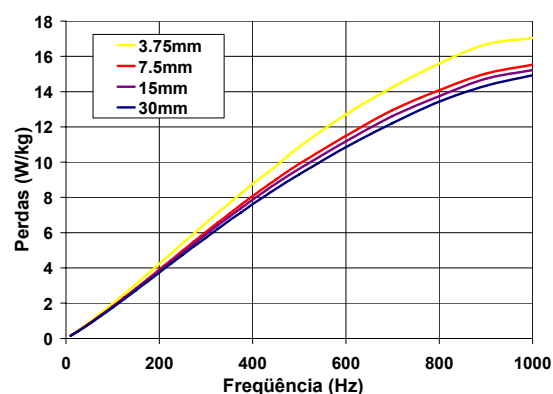
<b>Etapas do processo</b>	<b>Liga sem ou com baixo teor de Si</b>	<b>Liga com médio teor de Si</b>	<b>Liga com alto teor de Si</b>
Corte das lâminas	Pequena	Média	Grande
Prensagem do pacote	Neutra	Neutra	Neutra
Soldagem do pacote	Neutra/Pequena	Pequena	Média
Empacotamento automático, rebitagem	Neutra/Pequena	Pequena	Média

A etapa fabril onde ocorre o maior prejuízo às características magnéticas do aço é o processo de corte ou estampagem das lâminas. Para verificação deste fenômeno um experimento prático foi realizado. Amostras padrão para o teste de Epstein (280 [mm] por 30 [mm]) do aço E125 (Acesita, 0,35 [mm] – 2,53 [W/kg] a 1,5 [T] 50 [Hz]) foram sucessivas vezes cortadas, à laser, ao meio até a largura final de 3,75 [mm]. Estas lâminas foram submetidas ao ensaio de caracterização em chapa única em uma bancada Brockhauss antes e após do tratamento térmico para alívio de tensões.

O teste é constituído de duas etapas. Na primeira delas, o material é submetido a uma indução de magnitude variável, mas de frequência fixa. Em um segundo momento, as lâminas são submetidas a uma indução de magnitude constante, mas de frequência variável. Os resultados são apresentados nas Fig. 4.11 e Fig. 4.12.

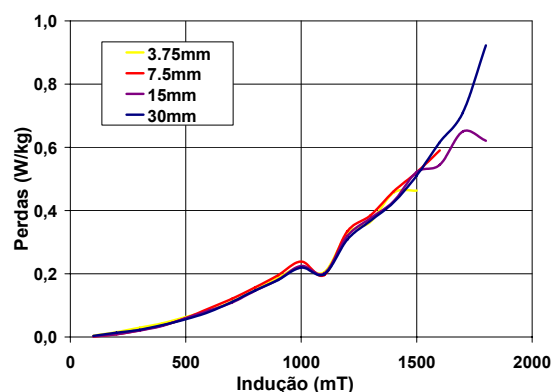


(a) Perdas por Foucault a 1,1 [T] após tratamento térmico.

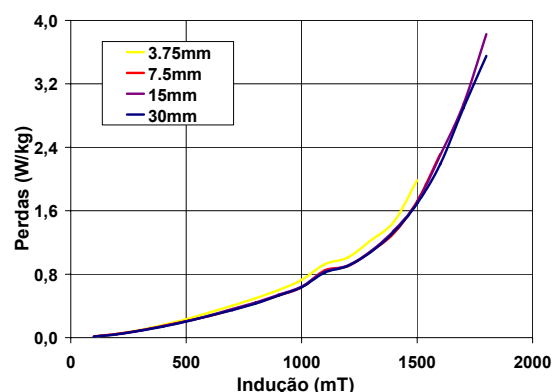


(b) Perdas histeréticas a 1,1 [T] após tratamento térmico.

Fig. 4.11 – Influência do encruamento do aço nas perdas por Foucault e histeréticas em função da frequência.



(a) Perdas por Foucault a 50 [Hz] após tratamento térmico.



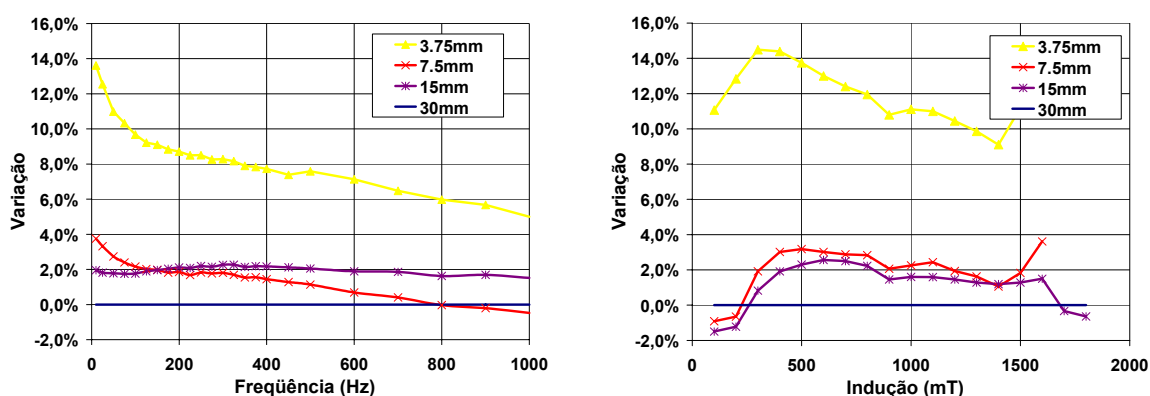
(b) Perdas histeréticas a 50 [Hz] após tratamento térmico.

Fig. 4.12 – Influência do encruamento nas perdas por Foucault e histeréticas em função da indução.

É possível perceber dos resultados apresentados nas Fig. 4.11a e 4.12a que a influência do encruamento do aço sobre as perdas por Foucault é bastante reduzida. Isto se deve ao fato desta perda estar associada às propriedades químicas do material (teor de Si) e, portanto, pouco susceptível a alterações desta natureza. Já as perdas por histerese sofreram um aumento significativo, uma vez que as deformações introduzidas pelo corte afetaram a organização dos grãos, e conseqüentemente dos domínios, fazendo com que mais energia seja necessária durante o processo de magnetização.

Na Fig. 4.13 é apresentado o aumento percentual das perdas para cada uma das amostras após o tratamento térmico, normalizado em relação aos resultados obtidos para a lâmina com 30 [mm] de espessura. Note que para as laminas com 3,75 [mm] e 15 [mm] os resultados são coerentes e estão de acordo com aquilo que era esperado. Ou seja, quanto menores as dimensões físicas dos dentes e ranhuras, maiores as perdas associadas a estas regiões. Contudo, estranhamente, o resultado obtido para a amostra com 7,5 [mm] apresentou um valor de perda menor do que aquele verificado para as amostras com 15 [mm] de espessura. Há duas hipóteses na investigação das causas deste acontecimento.

- a) O tratamento térmico para alívio de tensões não foi igualmente eficaz em todas as lâminas;
- b) O manuseio e transporte das lâminas podem ter introduzido tensões mecânicas ao longo das peças.



(a) Perdas totais a 1,1 [T] após tratamento térmico. (b) Perdas totais a 50 [Hz] após tratamento térmico.

Fig. 4.13 – Variação percentual das perdas totais em relação aos resultados obtidos com lâminas de 30 [mm] de espessura.

A primeira hipótese parece um pouco provável uma vez que todas as amostras foram tratadas ao mesmo tempo no mesmo forno. Por outro lado, embora se tenha tido o máximo de cuidado durante o manuseio e transporte, não nos é permitido afirmar que em nenhum momento as lâminas tenham sido submetidas a esforços capazes de modificar o equilíbrio mecânico das amostras. Na Fig. 4.14 são apresentados os resultados dos ensaios de caracterização antes do tratamento térmico. Note a coerência entre os valores obtidos.

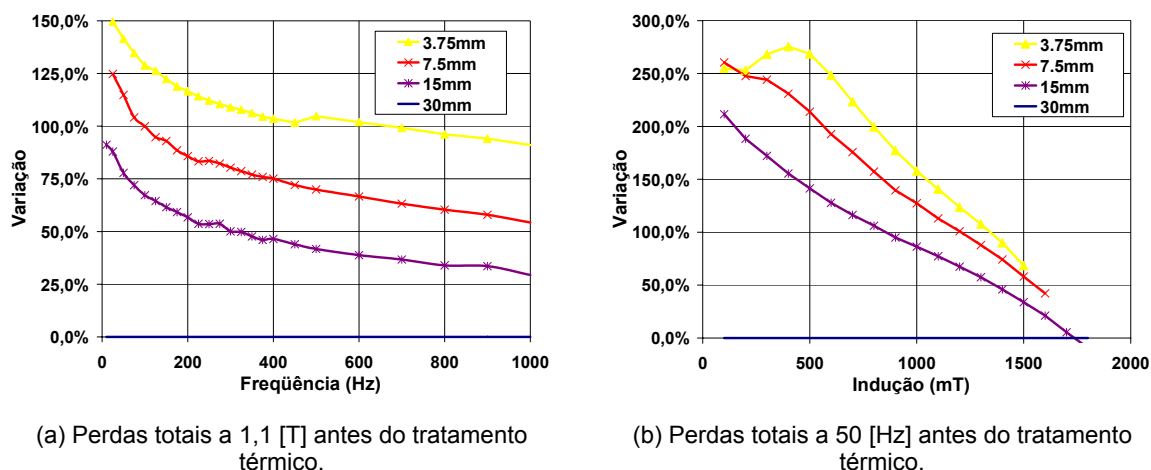


Fig. 4.14 – Variação percentual das perdas totais em relação aos resultados obtidos com lâminas de 30 [mm] de espessura termicamente tratada.

De um modo geral os resultados relatados em [38] podem ser observados, com pequenas restrições, nos ensaios realizados neste trabalho. A diminuição de algumas porções das máquinas implica em um aumento das perdas nestas regiões. Tal evidência deve ser levada em conta no momento do projeto, como por exemplo, na escolha do número de pólos.

Um outro aspecto muito importante na determinação do desenho da lâmina é o seu perfil externo. Caso seja escolhido adequadamente, permitirá um maior aproveitamento do aço no processo de estampagem.

O desempenho da máquina será dado em parte pela espessura mínima da coroa do estator: quanto mais aço estiver disponível para condução de fluxo menor a perda magnética associada. Assim é suficiente que o perfil externo seja circular, o que garante a espessura desejada para a coroa ao longo de todo o perímetro da lâmina. Duas diferentes formas de se dispor círculos ao longo um retângulo são apresentadas na Fig. 4.15.

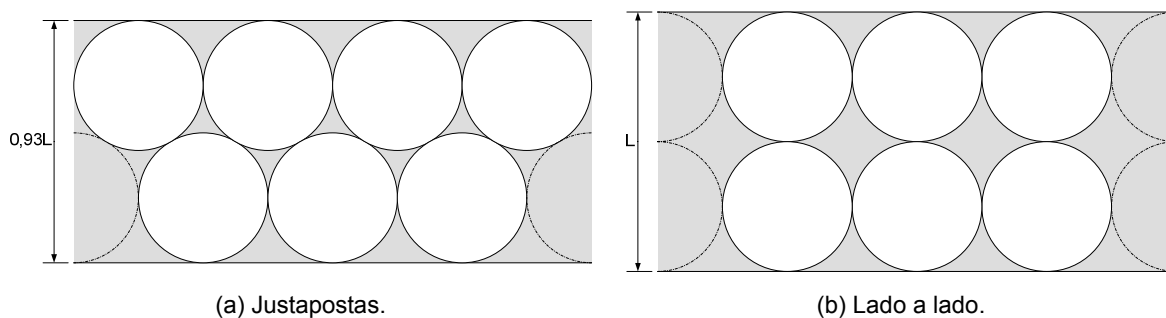


Fig. 4.15 – Duas formas distintas de se dispor lâminas circulares para estampagem.

É fácil perceber da Fig. 4.15 que o melhor arranjo é aquele indicado em (a), pois permite uma economia de aproximadamente 7 [%] em aço. Porém em muitos casos é necessário prever alguns furos nas lâminas para posterior fixação do motor. Nesta situação, a inclusão destes furos ao longo da periferia do estator cria regiões de estrangulamento de fluxo, fazendo com que o desempenho da máquina seja prejudicado.

Uma alternativa é utilizar a área sucateada, representada pela cor cinza na Fig. 4.15, para a estampagem dos furos, isto pode ser feito de diferentes modos. A forma geométrica que melhor se apta ao arranjo proposto é o hexaedro regular, conforme indicado na Fig. 4.16.

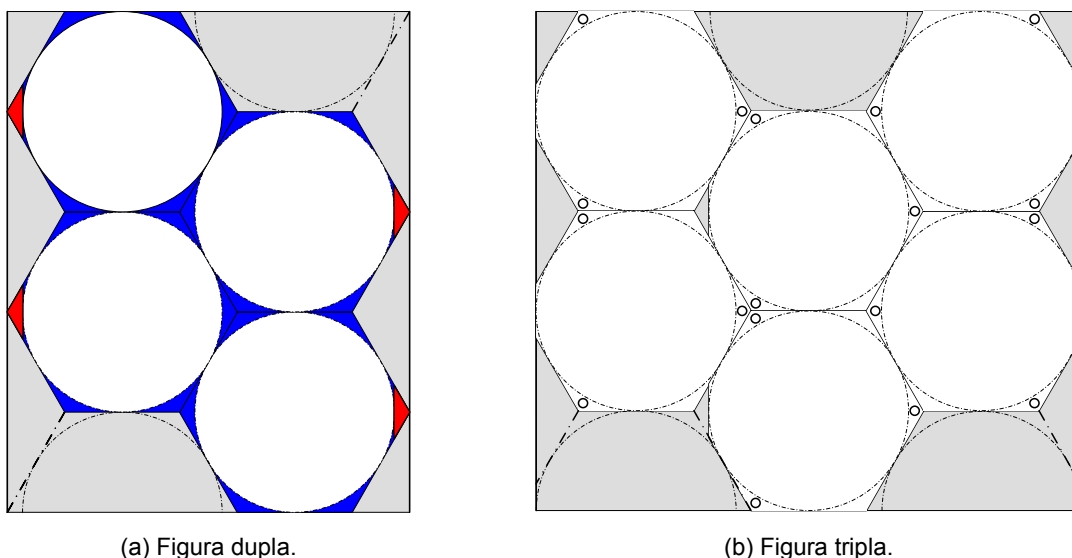


Fig. 4.16 – Utilização da área de material entre as lâminas para inclusão dos furos de fixação.

A circunscrição com hexaedros regulares disponibiliza área adicional (detalhe em azul na Fig. 4.16) nas lâminas para inclusão dos furos de fixação. Note que as laterais das mesmas (detalhe em vermelho) devem ser retiradas para que haja equivalência na largura com o arranjo proposto na Fig. 4.15a. Na Fig. 4.16b é apresentado o aspecto final, com a inclusão dos furos e retirada do excesso lateral.

## 4.5 Materiais Compósitos

Materiais compósitos ou *Soft Magnetic Composites* – SMC são termos utilizados para se referir às peças e aos componentes feitos de uma liga de metais na forma de pó, compactada e termicamente tratada, apresentando propriedades magnéticas constantes em todas as direções. São basicamente constituídos de partículas de metal, desde ligas até ferro puro, recobertas por uma fina camada de resina eletricamente isolante (vide Fig. 4.17). Após compactação tomam a forma da peça desejada. As características magnéticas e mecânicas dependem não somente da liga utilizada, mas também de parâmetros de processo, como quantidade e natureza dos lubrificantes e resinas utilizadas, temperatura e tempo de cura assim como da pressão de compactação.

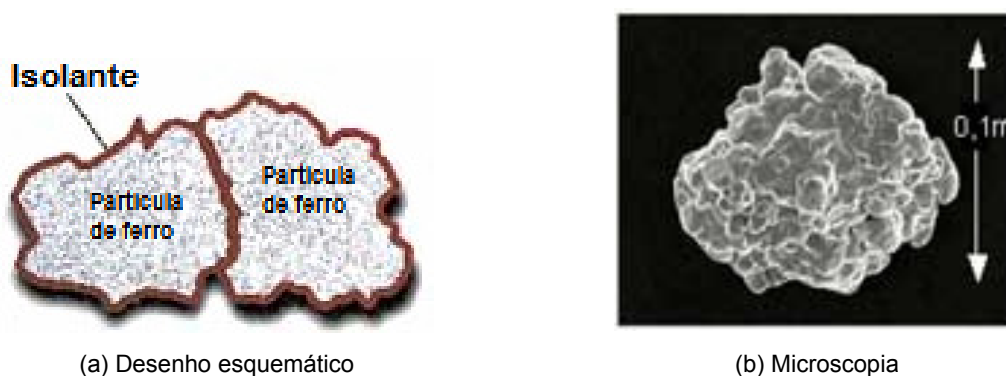


Fig. 4.17 – Partículas de ferro constituintes do SMC.

O papel do lubrificante é simplificar o processo de compactação mecânica permitindo que as peças sejam retiradas dos moldes de um modo mais fácil, sem a utilização de consideráveis forças de ejeção que poderiam danificar o material. A função da resina aglutinante é proporcionar resistência mecânica à peça assim como isolar eletricamente as partículas de metal umas das outras, contribuindo, para a redução das perdas por correntes induzidas [39].

O tamanho das partículas, que pode variar de nanômetros até micrometros, está intimamente relacionado com a aplicação final do material. Quanto mais alta a frequência a qual o material será submetido menor devem ser as partículas no sentido de se reduzir as perdas por correntes induzidas [39].

A pressão de compactação também desempenha um papel importante no processo de fabricação do SMC. De um modo geral, quanto maiores as pressões de compactação melhor são as propriedades magnéticas do material acabado. O tratamento térmico tem como objetivo proporcionar a cura da resina isolante e aliviar as tensões mecânicas introduzidas nas partículas durante o processo de compactação. A introdução

desta etapa melhora as propriedades magnéticas do SMC através da redução das perdas histeréticas. É importante que não ocorra sinterização do material, caso contrário as perdas por corrente induzidas aumentariam consideravelmente.

Por não serem sinterizados, os SMC são relativamente frágeis, o que para máquinas pequenas de baixa rotação não se constitui um problema. Neste caso é natural que o processo de manufatura especifique a mínima resistência mecânica. Porém, para motores que operem em regimes de altas velocidades, uma verificação da mínima resistência necessária ao material deve ser feita ainda na etapa de projeto [39].

Diferentemente do aço elétrico, que é utilizado em lâminas e por isso limita o projeto magnético a duas dimensões, os SMC, por possuírem propriedades magnéticas isotrópicas, permitem explorar as três dimensões da máquina durante o projeto. Como o fluxo se distribui de modo igual em todas as direções e o processo permite fabricação de geometrias complexas, existe um alto grau de liberdade para se colocar material onde ele é mais necessário.

A diminuição das perdas no cobre pode ser atingida aperfeiçoando-se o perímetro dos dentes com eliminação de cantos vivos, o que também permite uma diminuição na espessura dos isolantes. Outra vantagem na utilização de SMC é uma redução na complexidade do processo de bobinagem. Neste caso, os dentes podem ser bobinados um a um, permitindo maiores fatores de enchimento e, conseqüentemente, maior remoção de calor do estator. Na Fig. 4.18 é mostrado o desenho de um dente de estator modular feito em SMC. Note a suavização das arestas.

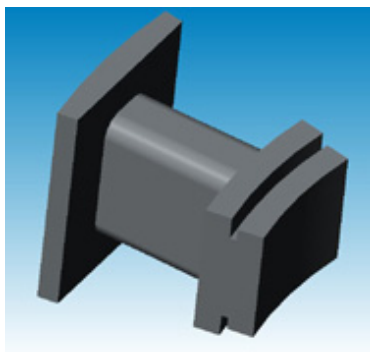


Fig. 4.18 – Dente de estator feito em SMC.

Devido às altas pressões de compactação a que são submetidos, até 1000 [MPa] [41], os SMC apresentam altos valores de perdas histeréticas. Este fato confere um baixo desempenho quando comparados a lâminas de aço para aplicações em baixas frequências (12,1 [W/kg] – Höganäs Somaloy 500 e 3,6 [W/kg] – Acesita E230, à 1,5 [T], 50 [Hz]). Por outro lado, o isolamento elétrico entre partículas proporcionado pela resina



aglutinante limita as perdas por correntes induzidas, fazendo com estas fiquem abaixo dos valores de perdas típicos obtidos para o aço elétrico laminado. Esta característica confere aos SMC um desempenho similar ou superior ao dos aços elétricos quando utilizados em aplicações de alta frequência [40-42]. Na Fig. 4.19 a seguir são apresentados duas curvas comparando as variações das perdas com a frequência para Somaloy 500 e Transil 335 (3 [%] de Si, 0,5 [mm] de espessura e 3 [W/kg] a 1,5 [T] 50 [Hz]) [42].

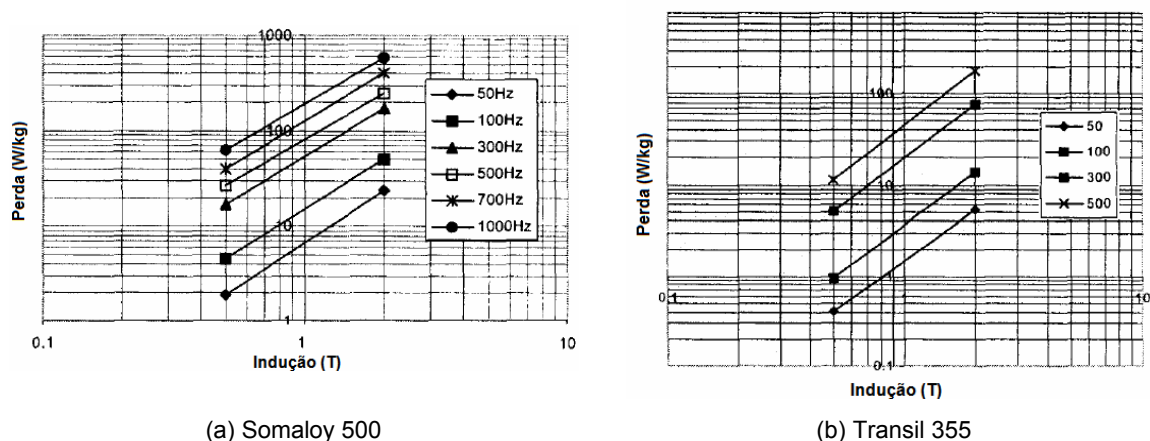


Fig. 4.19 – Curva de perdas por indução para diferentes frequências.

Pode-se perceber da Fig. 4.19 que para baixas frequências a diferença de perdas entre o Transil 335 e o Somaloy 500 é bastante acentuada ( $\sim 5$  [W/kg] contra  $\sim 3$  [W/kg] para 50 [Hz], 2 [T]). Porém o aumento da frequência de ensaio causa uma diminuição sensível nesta diferença de maneira que à 500 [Hz] esta diferença seja pouco significativa. Deste modo torna-se interessante a determinação experimental da curva de perdas de ambos os materiais. Isto permite a identificação do ponto a partir do qual as perdas no aço são maiores do que as perdas no SMC.

A permeabilidade magnética dos SMC é significativamente mais baixa do que a dos aços elétricos, cerca de dez vezes menor de um modo geral. Vide Fig. 4.20a Somaloy 500, Arnon 5 (0,1270 [mm] de espessura) e Arnon 7 (0,1778 [mm] de espessura). A camada isolante que envolve as partículas de ferro pode ser interpretada como pequenas barreiras à passagem do fluxo. Estes entreferros minúsculos permeiam o circuito magnético com pequenas relutâncias, o que contribui para uma diminuição considerável da permeabilidade. Esta característica traz limitações e até mesmo inviabiliza o uso do SMC, principalmente em máquinas a indução. Por outro lado, o emprego de SMC em motores a ímãs permanentes se faz de um modo bastante natural. Nestes, os ímãs constituem-se em grandes entreferros, determinando assim uma alta

relutância associada ao circuito magnético. Isto faz com que a permeabilidade seja menos importante durante a escolha do material.

A indução dos SMC depende da natureza da liga, pureza e densidade. Para utilização em baixos campos magnetizantes a microestrutura do material influi consideravelmente. Já para altos campos, comportam-se de maneira similar aos aços elétricos, inclusive na saturação atingindo valores de mesma magnitude (vide Fig. 4.20b).

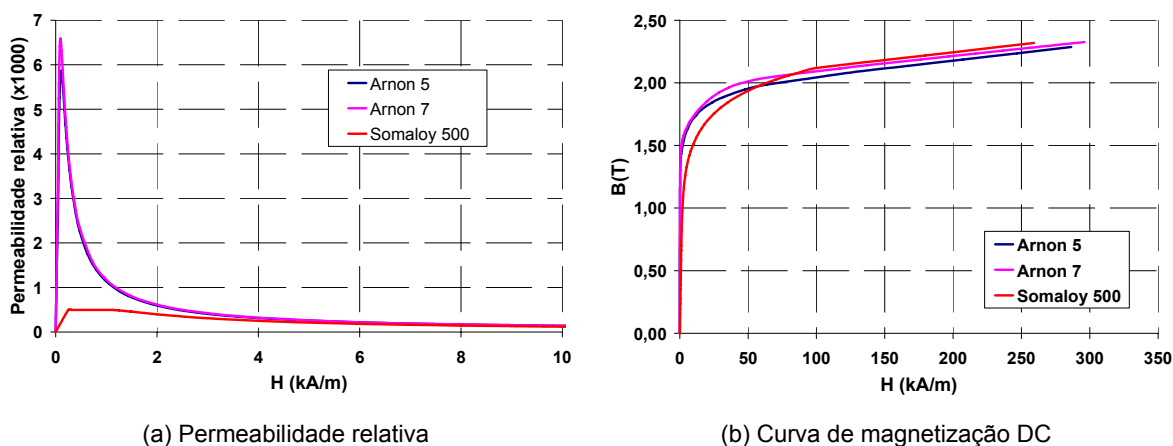


Fig. 4.20 – Propriedades magnéticas do Solamoy 500 versus aços elétricos de baixa espessura.

## 4.6 Enrolamentos

A distribuição física dos enrolamentos ao longo das ranhuras do estator deve ser cuidadosamente determinada de modo a se reduzir o volume de material ativo utilizado na construção de uma máquina, sem prejuízo ao seu desempenho. Os recentes aumentos no preço do cobre (vide Fig. 4.21) aliados à sua influência sobre o desempenho do motor, requerem uma especial atenção durante a elaboração do projeto, no sentido de se obter uma boa relação entre volume de cobre utilizado e desempenho da máquina.

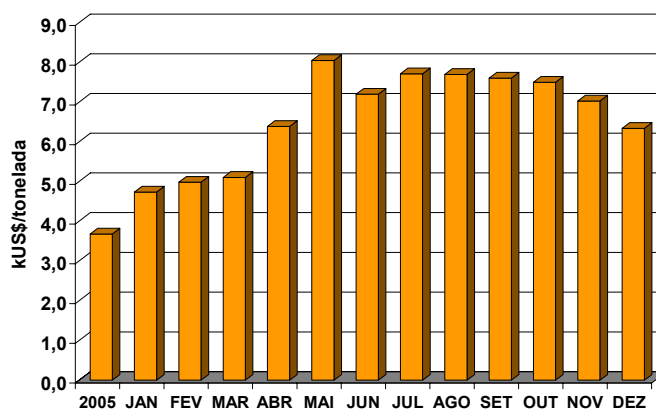


Fig. 4.21 – Evolução do preço do cobre ao longo do ano de 2006, Fonte: *London Metal Exchange*.

Existe uma infinidade de diferentes combinações possíveis para a construção de enrolamentos em máquinas elétricas. Embora diferentes denominações sejam encontradas na literatura, a classificação apresentada na Fig. 4.22 será utilizada. Acreditamos que esta é a mais popular e referenciada [44-47].

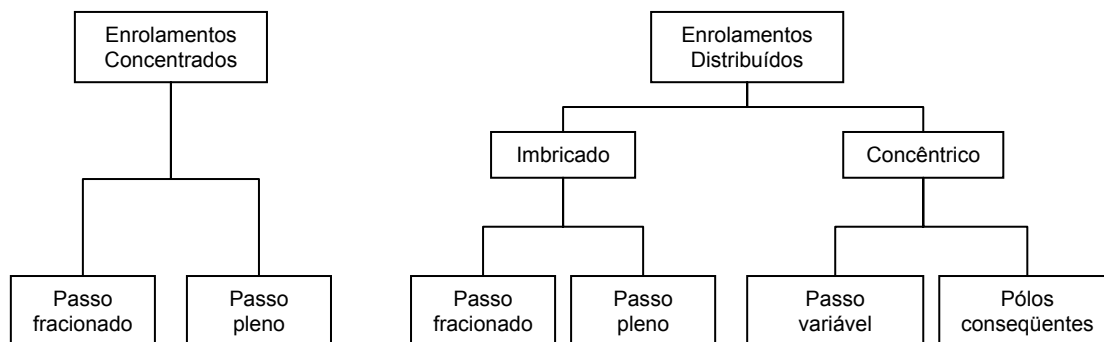


Fig. 4.22 – Subclassificação quanto ao tipo de enrolamento.

#### 4.6.1 Enrolamentos distribuídos

Nos motores com enrolamentos distribuídos as bobinas se superpõem, acarretando no contato físico entre as cabeças de bobina de cada uma das fases. Esta superposição dos enrolamentos pode ser feita de duas formas distintas. Quando as bobinas são dispostas em camadas conforme Fig. 4.23, o enrolamento é dito imbricado.

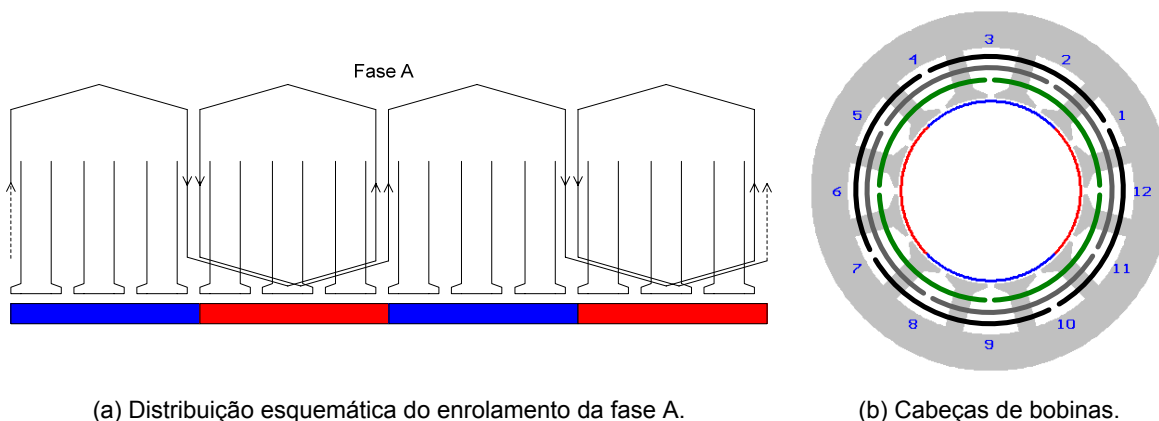
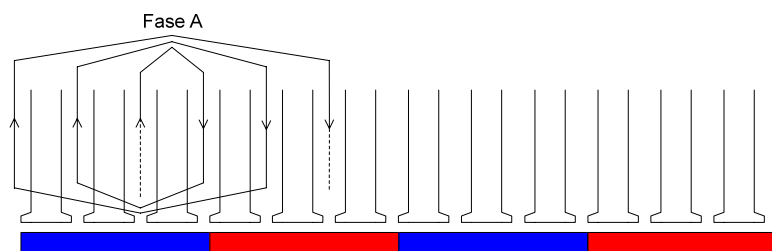
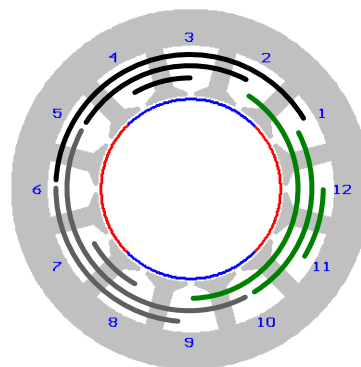


Fig. 4.23 – Motor com enrolamentos distribuídos do tipo imbricado.

Por outro lado, quando a bobinagem se inicia por uma dada ranhura e subsequentemente vai ocupando as ranhuras vizinhas, conforme apresentado na Fig. 4.24, como em um movimento espiral, o enrolamento é dito concêntrico.



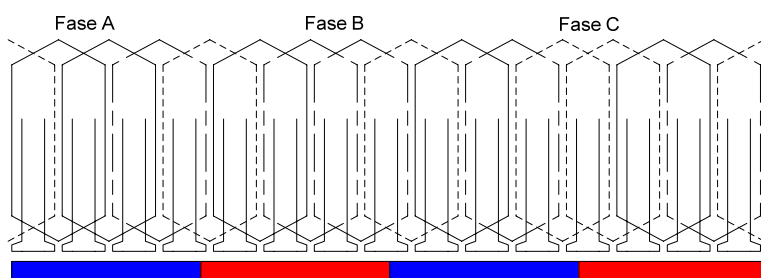
(a) Distribuição esquemática das bobinas nas ranhuras do estator.



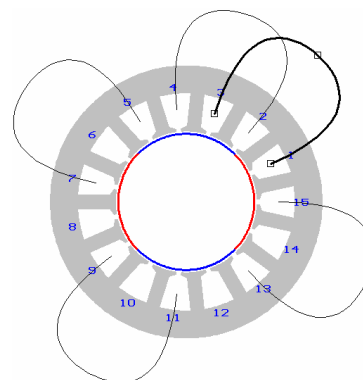
(b) Cabeças de bobinas.

Fig. 4.24 – Motor com enrolamentos distribuídos do tipo concêntrico.

O conjunto de dentes envoltos por uma bobina forma um pólo no estator. A relação entre a largura de um dos pólos do estator, passo de bobina, e um pólo do rotor classifica o enrolamento como sendo de *passo fracionário*, Fig. 4.25, ou de *passo pleno* Fig. 4.26.

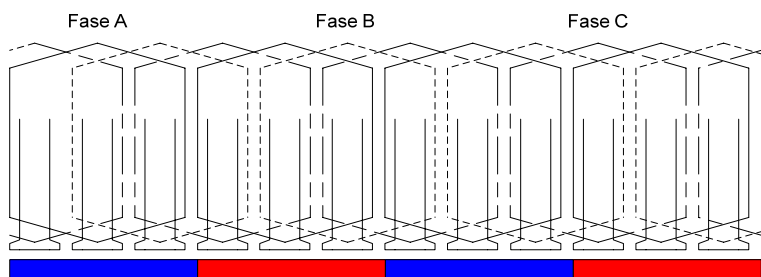


(a) Distribuição esquemática das bobinas nas ranhuras do estator.

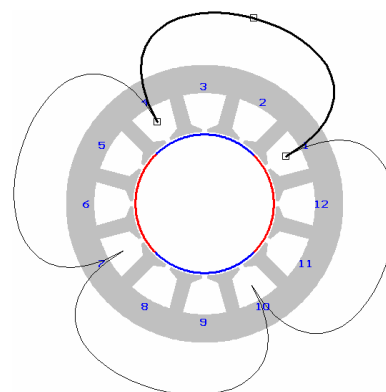


(b) Bobinas da fase A.

Fig. 4.25 – Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo fracionário.



(a) Distribuição esquemática das bobinas nas ranhuras do estator.



(b) Bobinas da fase A.

Fig. 4.26 – Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo pleno.

O enrolamento da Fig. 4.25 recebe esta denominação, pois o passo de bobina, aqui constituído por duas ranhuras, é uma fração de um passo polar do rotor, isto é, uma fração do comprimento de arco de um segmento de ímã. Tal situação irá ocorrer sempre que o passo de bobina for diferente de  $180^\circ$  elétricos. No caso do enrolamento da Fig. 4.26, o passo de bobina é equivalente a um passo polar, e por isso é chamado de passo pleno.

Os enrolamentos concêntricos de passo variável e de pólos conseqüentes são comumente utilizados em máquinas de corrente alternada. Sendo o primeiro mais empregado em máquinas com potência superior a um cavalo, e o segundo em motores monofásicos fracionários [45].

A quantidade de cobre nos motores a ímãs com enrolamentos distribuídos é significativamente maior se comparada ao de enrolamentos concentrados. Quando o motor apresenta um comprimento axial reduzido, o fator de utilização do cobre é baixo. Neste caso, as cabeças de bobinas são volumosas e podem atingir até dois terços da massa total de cobre do motor quando o comprimento do pacote é da ordem do raio interno do estator [44]. Porém é com este tipo de bobinagem que se obtém geralmente uma menor oscilação de torque. Na Fig. 4.27 são comparados os torques, para uma dada potência, para as estruturas indicadas nas Figs. 4.25 e 4.26, respectivamente.

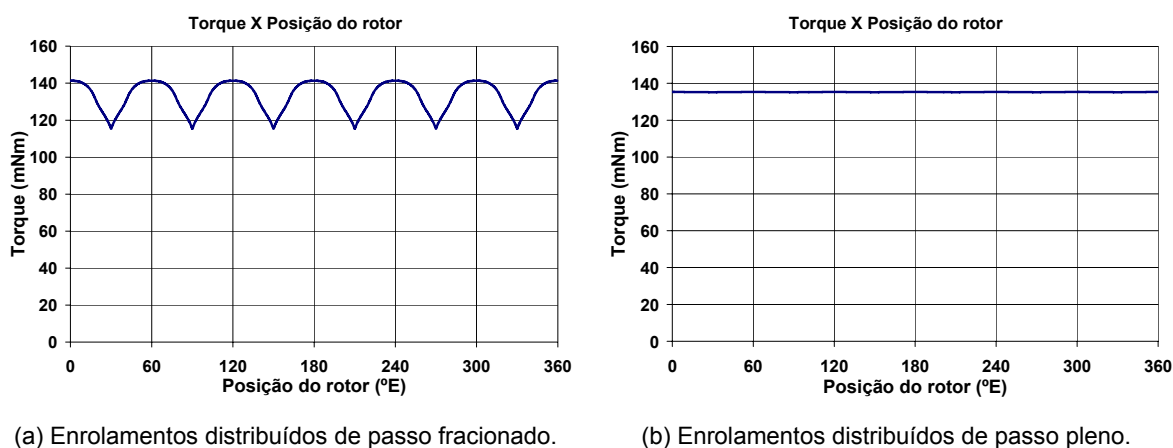
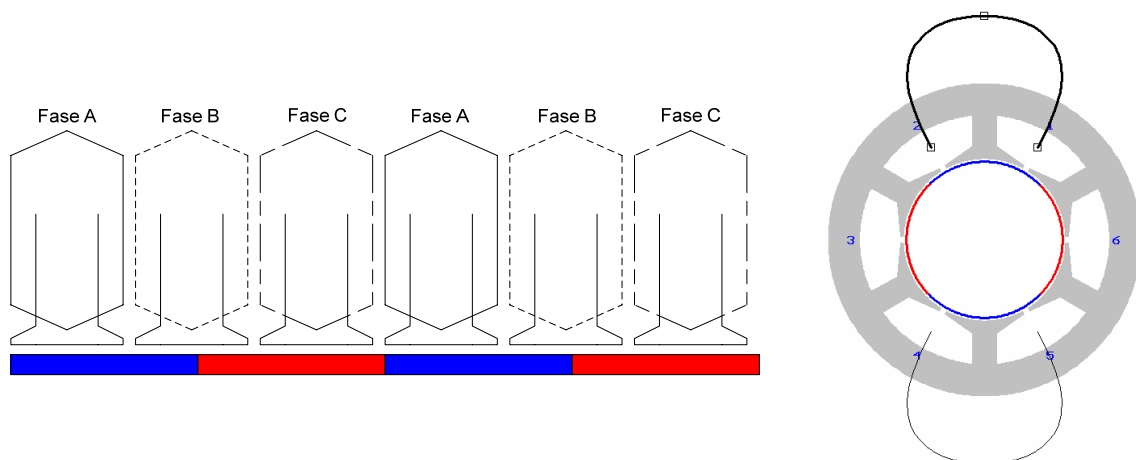


Fig. 4.27 – Conjugado eletromagnético versus posição do rotor, formas de onda ideais.

#### 4.6.2 Enrolamentos concentrados

Nos motores com enrolamentos concentrados, as bobinas de cada uma das fases estão separadas umas das outras e enroladas ao redor de um único dente, constituindo um pólo. Neste tipo de bobinagem também é possível construir

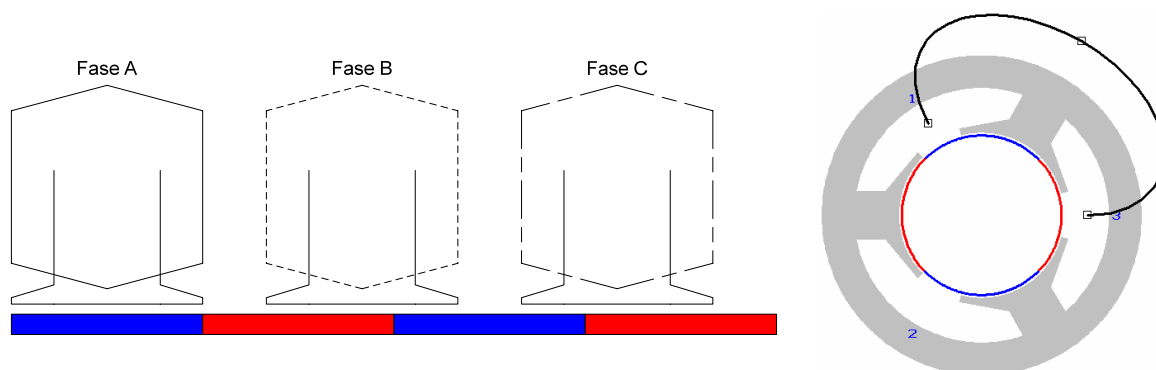
enrolamentos de passo fracionário ou de passo pleno (vide Fig. 4.28 e 4.29, respectivamente).



(a) Distribuição esquemática das bobinas nas ranhuras do estator.

(b) Bobinas da fase A.

Fig. 4.28 – Motor com enrolamentos concentrados de passo fracionário ou encurtado.



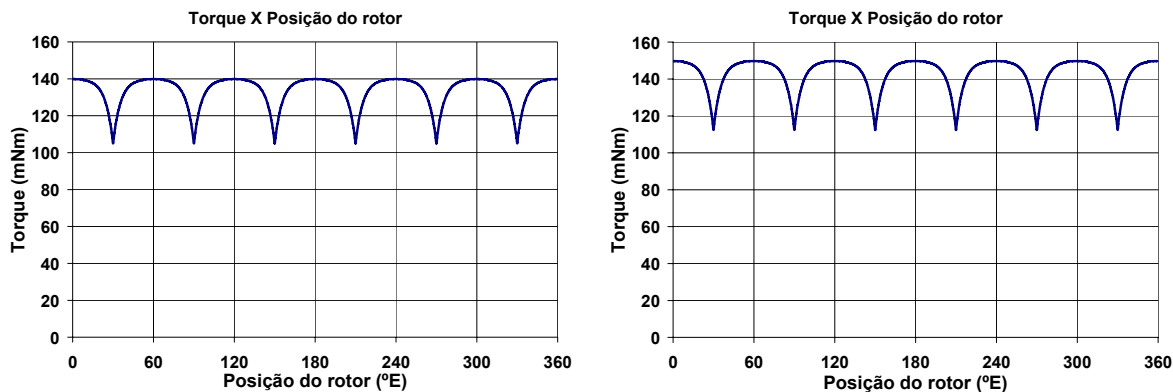
(a) Distribuição esquemática das bobinas nas ranhuras do estator.

(b) Bobina da fase A.

Fig. 4.29 – Motor com enrolamentos concentrados de passo pleno.

O enrolamento apresentado na Fig. 4.28 é do tipo concentrado de passo fracionário ou encurtado. O encurtamento do passo de bobina provoca uma redução da faixa de torque constante gerada por cada um dos enrolamentos, causando assim oscilação e diminuição do conjugado de carga, se comparado a uma configuração com enrolamentos distribuídos (vide Fig. 4.30) [44].

O enrolamento de passo pleno, Fig. 4.29, pode ser obtido a partir da estrutura de passo fracionado através da diminuição do número de ranhuras por pólo. A largura da sapata deve ser ajustada de modo a se igualar ao comprimento de arco de um pólo. Se o número total de condutores da estrutura original for conservado, a amplitude do conjugado será mantida no mesmo patamar (vide Fig. 4.30b).



(a) Enrolamentos concentrados a passo fracionado.

(b) Enrolamentos concentrado a passo pleno.

Fig. 4.30 – Conjugado eletromagnético versus posição do rotor, formas de onda ideais.

Na tabela 4.6 é traçado um quadro comparativo para as estruturas apresentadas nas Figs. 4.25, 4.26, 4.28 e 4.29. É possível perceber que nos motores de passo fracionário há uma melhor utilização do cobre, pois uma eficiência ligeiramente maior é atingida com uma menor quantidade de material ativo. Já nas estruturas de passo pleno, torques ligeiramente maiores são atingidos e uma menor quantidade de ferro é utilizada. Contudo, devido ao alto preço do cobre, é nos motores de passo encurtado ou fracionário onde está a melhor relação entre custo e benefício.

Tabela 4.6 – Comparativo entre estruturas com diferentes tipos de enrolamentos.

Estrutura	Torque	Eficiência relativa	Massa de Cobre	Massa de Ferro
Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo fracionário.	100%	100%	100%	100%
Motor com enrolamentos distribuídos, imbricados de passo pleno.	102%	99%	113%	97%
Motor com enrolamentos concentrados de passo fracionário ou encurtado.	101%	103%	66%	95%
Motor com enrolamentos concentrados de passo pleno.	102%	95%	96%	94%

## 4.7 Conclusões

Uma revisão sobre as principais grandezas magnéticas envolvidas na caracterização de materiais foi apresentada, e a correlação destas com o desempenho das máquinas elétricas foi abordada. A fixação dos ímãs ao rotor foi analisada, indicando que a integridade dos ímãs está mais relacionada com a existência de fissuras internas ao longo da peça do que com a eficiência da cola para fixação.

Sobre aços elétricos, os mecanismos de perdas foram apresentados. De acordo com a teórica clássica, equações simplificadas para predição de perdas foram introduzidas. Um experimento prático foi realizado com o intuito de avaliar o aumento das perdas devido diminuição a de algumas porções da máquina, por exemplo, dentes do estator. Os resultados indicam que a diminuição física implica em um aumento das perdas nestas regiões, concordando com os resultados encontrados na literatura.

Uma revisão geral sobre o processo de manufatura de materiais compósitos foi feita e suas principais características foram abordadas. Nestes materiais, perdas relativamente menores ao aço elétrico em altas frequências são obtidas. Esta é uma de suas principais vantagens quando comparados aos aços elétricos.

Uma revisão sobre os principais tipos de enrolamentos para máquinas elétricas foi feito. Um comparativo entre quantidade de material utilizado e capacidade de geração de torque foi apresentado, destacando-se a estrutura de enrolamentos concentrados de passo encurtado por seu melhor fator de utilização de cobre.



## 5. PROJETO ANÁLITICO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS

### 5.1 Introdução

Um dos mais belos ramos da engenharia é, sem dúvida, aquele que estuda e concretiza a transdução de energia elétrica em mecânica. Este processo de transformação é conhecido por conversão eletromecânica de energia e tem sido responsável por profundas mudanças em nossas vidas ao longo dos anos.

O desafio, muitas vezes inglório, de fazer com que, a um custo razoável, a maior quantidade possível de energia elétrica seja transformada em mecânica é de responsabilidade do engenheiro projetista de máquinas elétricas.

Esta tarefa requer um importante conhecimento de disciplinas como eletromagnetismo, eletrônica, mecânica, termodinâmica, acústica e ciência dos materiais. A este conjunto de conhecimentos somam-se ainda os requisitos de desempenho, as restrições de projeto, e as condições do ambiente onde tal dispositivo irá operar. *Le cahier des charges*, ou o conjunto de especificações gerado a partir das informações anteriores deve ser então atendido pelo projeto ao menor custo possível [52].

Assim, neste trabalho, pretende-se a partir de um dado conjunto de especificações, e sob a luz dos capítulos precedentes, projetar um motor que atenda tais requisitos. A metodologia apresentada a seguir se aplica ao projeto de MCCSE independentemente da topologia utilizada. Porém, para validação do modelo proposto, um motor com rotor externo será calculado e simulado através de um programa computacional comercial.

### 5.2 Metodologia de Projeto

Existem muitas variáveis envolvidas no projeto de um motor de corrente contínua sem escovas, assim como várias metodologias de cálculo e projeto. A estratégia a ser adotada depende do conjunto de especificações disponíveis.

Muitas vezes o projeto de um motor é feito, por razões econômicas, a partir de uma lâmina pré-existente. Neste caso, é natural que o cálculo se inicie pela escolha do tipo dos ímãs a serem utilizados. Por outro lado, quando não existem restrições físicas, o dimensionamento inicial do motor, com a conseqüente determinação da

geometria da lâmina, pode ser uma tarefa não muito simples. Nesta situação um bom ponto de partida é a análise de motores já existentes que se aproximem dos requisitos de desempenho pré-estabelecidos.

Independentemente da estratégia adotada, uma característica intrínseca ao projeto de qualquer máquina elétrica é a natureza iterativa do cálculo. Este processo, muitas vezes moroso, permite que o cálculo seja refinado sucessivas vezes até que os requisitos de desempenho sejam satisfeitos ao menor custo possível.

A estratégia de cálculo utilizada neste trabalho permitirá um rápido dimensionamento do motor a partir de um conjunto de especificações. O refinamento da estrutura será obtido utilizando-se de um programa computacional que permite a análise em elementos finitos. Tal abordagem proporcionará uma maior velocidade durante o processo iterativo de cálculo.

Para elaboração do conjunto de especificações, será adotada a mesma metodologia empregada no projeto de motores a indução da Embraco. Busca-se com isso visualizar de uma forma sistemática todas as informações necessárias ao cálculo de um motor de corrente contínua sem escovas. Isto é possível, uma vez que a metodologia proposta não se restringe a uma determinada classe de motores, e sim, a um conjunto de especificações, necessário ao cálculo da máquina, independentemente da topologia utilizada.

Na Fig. 5.1 é apresentado um diagrama de blocos, onde estão evidenciadas as informações necessárias à elaboração do conjunto de especificações.

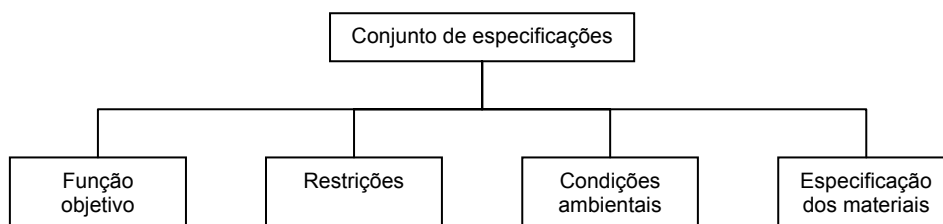


Fig. 5.1 – Diagrama de blocos constituente do conjunto de especificações.

A *função objetivo* nada mais é do que a variável que se deseja minimizar ou maximizar durante a etapa de cálculo do motor. Aqui, será assumido que a função objetivo é o custo total da máquina e que, portanto, deseja-se minimizá-la para um dado conjunto de restrições. Não será desenvolvida, neste trabalho, uma metodologia de cálculo que assegure a minimização global da função custo. Assim, o motor projetado não pode ser assumido como ótimo. Porém comparações com outras topologias,

desenvolvidas ao longo do capítulo 4, indicam coerência entre a solução adotada e este quesito.

As *restrições* são variáveis com limites bem definidos e que devem ser respeitados pelo projeto. Elas englobam as características de desempenho, durabilidade, segurança, aspectos construtivos e limites dos materiais utilizados (vide Fig. 5.2).

Muitas características de *desempenho* podem ser especificadas para um dado projeto, como por exemplo, conjugado mínimo de partida, conjugado de carga, eficiência do motor, velocidade nominal e etc. Assumiremos que as informações suficientes no que se refere ao desempenho da máquina são: potência útil no eixo, eficiência e velocidade nominal, as demais grandezas necessárias ao dimensionamento do motor serão, portanto, determinadas posteriormente.

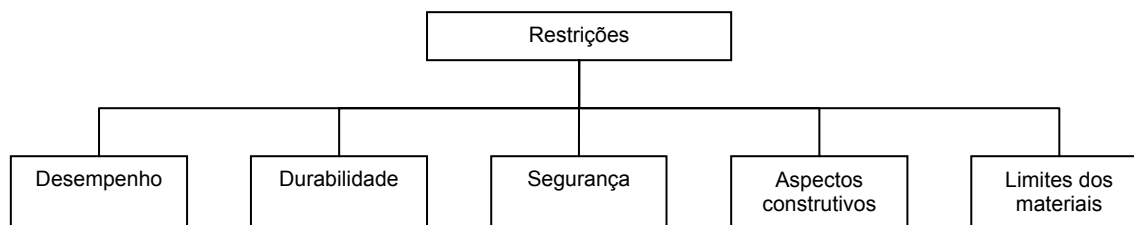


Fig. 5.2 – Principais restrições de projeto.

Restrições de *durabilidade* condicionam a manutenção da vida útil do motor que, em aplicações herméticas para refrigeração, é projetado para durar em média 15 anos. As restrições de *segurança* têm como objetivo garantir ao cliente um produto que opere com o mínimo risco de acidente causado por falhas de natureza elétrica. Embora estes pontos não tenham sido diretamente abordados, eles estão intrinsecamente assegurados na adoção de alguns *aspectos construtivos*. A utilização de uma topologia com rotor externo, por exemplo, garante a durabilidade do motor uma vez que impede que partes dos ímãs sejam projetadas radialmente pelo efeito de giro da máquina em altas velocidades.

Os *limites dos materiais* utilizados também se constituem em restrições de projeto. Os máximos valores de indução admissíveis na máquina irão determinar as perdas no ferro e, conseqüentemente, a eficiência final do dispositivo. A máxima densidade de corrente desempenha um papel muito importante no estabelecimento da máxima temperatura de operação do motor.

As *condições ambientais* se referem às informações necessárias relacionadas ao ambiente de aplicação do motor. Elas englobam as variações de temperatura ao redor da máquina, refrigeração do motor, condições de alimentação, dentre outros. Tais dados

são de extrema importância ao projetista, pois possibilitam a *especificação dos materiais* adequados às condições impostas pela aplicação.

A partir do conjunto de especificações dado é possível então estabelecer uma sequência de passos que permita um rápido dimensionamento do motor. O resultado desta marcha de cálculo não pode ser assumido como o produto final do projeto. Ele deve sim ser utilizado como dado de entrada de um programa computacional, que permita a análise com elementos finitos, e utilize de modelos matemáticos mais apurados, de modo que a estrutura final possa ser então determinada.

Na Fig. 5.3 é apresentado um diagrama de blocos contendo as principais etapas de cálculo do motor.

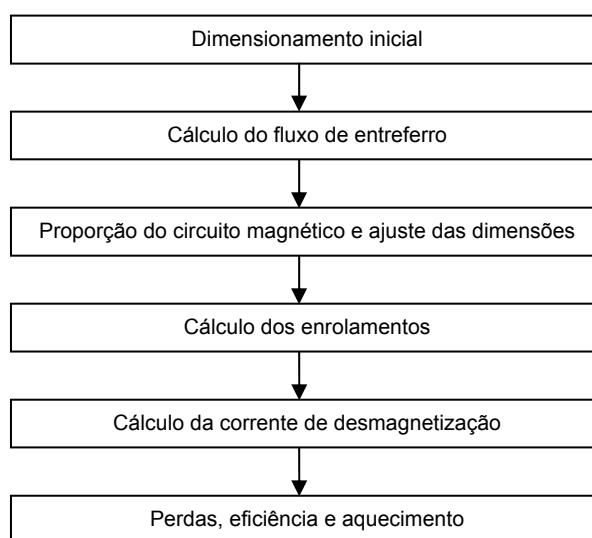


Fig. 5.3 – Principais etapas de cálculo empregadas no projeto de um motor.

### 5.3 Conjunto de Especificações

Com base no que foi exposto, é possível estabelecer agora o conjunto de especificações mínimas necessárias ao cálculo do motor. Será assumido que não existem restrições físicas quanto ao tamanho da máquina e que apenas alguns requisitos de desempenho e condições de operação do motor estão disponíveis. O intuito é obter o projeto partindo-se do mínimo de informações possíveis, porém necessárias, permitindo assim que esta metodologia seja aplicada a novos desenvolvimentos. Na Fig. 5.4 é apresentado o diagrama de blocos correspondente ao conjunto de especificações. Nele são indicadas as informações consideradas mínimas necessárias ao projeto do motor.

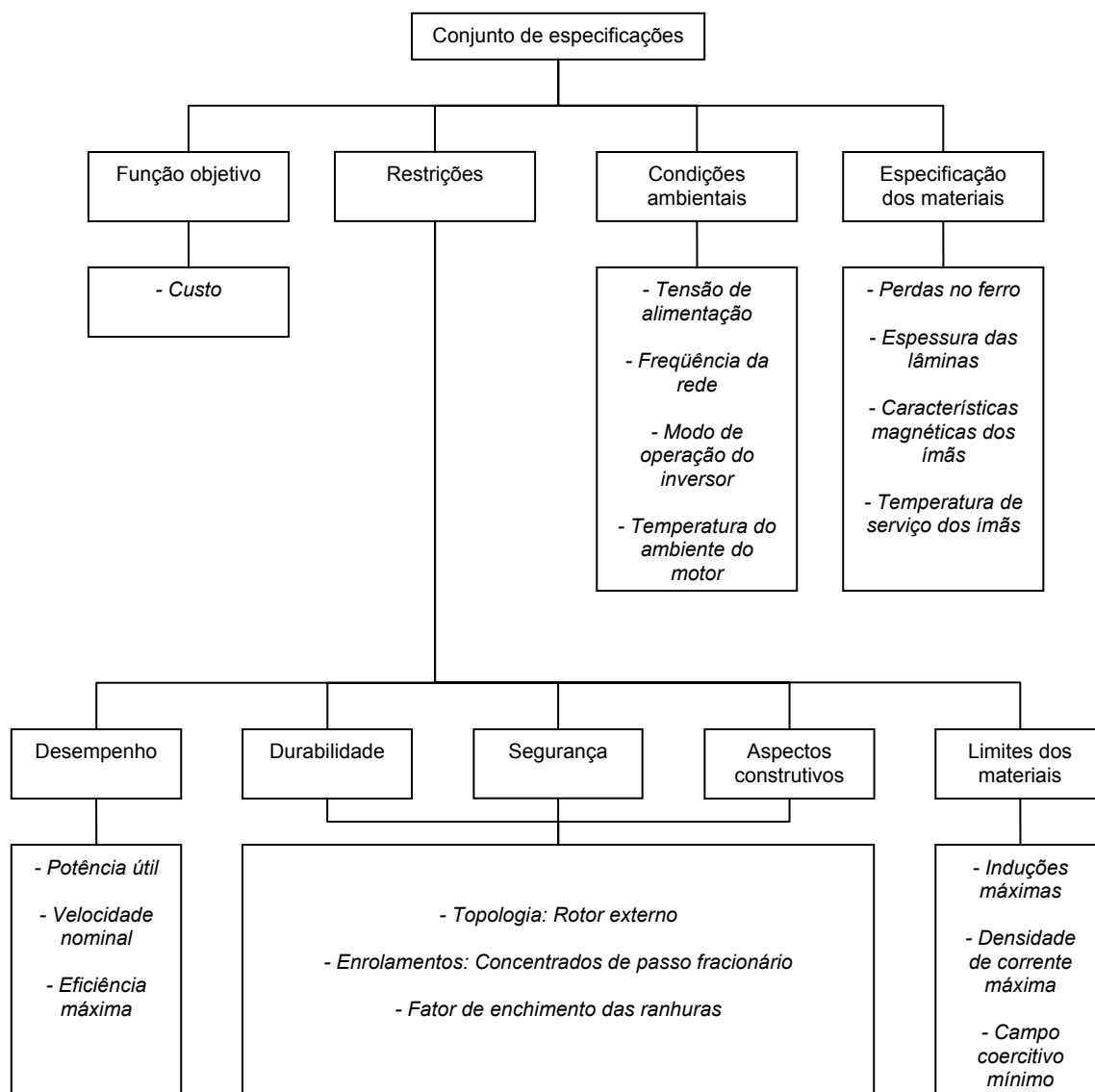


Fig. 5.4 – Conjunto de especificações e seus parâmetros.

Uma vez que os dados contidos no diagrama da Fig. 5.4 estejam disponíveis é admissível então iniciar-se o cálculo do motor.

## 5.4. Cálculo Analítico da Máquina

A seqüência de passos apresentada a seguir baseia-se no diagrama ilustrado na Fig. 5.3, e tem por objetivo sistematizar o procedimento de cálculo de um motor de corrente contínua sem escovas para um dado conjunto de especificações.

O refinamento da estrutura pode ser feito através de sucessivas repetições da marcha apresentada, até que os requisitos do projeto sejam atendidos, ou então, de uma forma mais efetiva, por meio da utilização de um programa computacional.

Independentemente da postura assumida, a aplicação da formulação analítica ao pré-dimensionamento do motor proporciona ao projetista a fixação dos conceitos teóricos pertinentes ao cálculo de uma máquina.

#### 5.4.1 Dimensionamento inicial

Com base no conjunto de especificações dado, o dimensionamento inicial do motor pode ser feito a partir da potência mecânica útil no eixo em conjunto com a velocidade nominal. Para isto é necessária a determinação do conjugado nominal da máquina. Para uma dada potência útil  $P_U$  em watts e uma determinada velocidade  $n_{rpm}$  em rotações por minuto, o conjugado nominal pode ser calculado conforme (5.1).

$$|T_n| = \frac{30P_U}{\pi n_{rpm}} \quad (5.1)$$

As dimensões externas do estator e do rotor são então estabelecidas a partir da constante de torque por unidade de volume de rotor (5.2) [49].

$$k_{trv} = \frac{|T_n|}{V_{rotor}} = \frac{|T_n|}{\frac{\pi}{4} (D_{er}^{in})^2 L_{cp}} \quad (5.2)$$

onde  $D_{er}^{in}$  e  $L_{cp}$  são, respectivamente, o diâmetro externo do rotor de topologia interna e comprimento axial do motor, em metros. No SI  $k_{trv}$  é dado em  $[Nm/m^3]$ .

Duas observações se fazem necessárias no que se refere à utilização da equação anterior. Primeiro, (5.2) se aplica a motores com topologia de rotor interno. Assim para utilização desta, em topologias com rotor externo, é preciso modificar a equação em questão. O volume de um rotor de topologia externa pode ser obtido através de (5.3).

$$V_{rotor} = \frac{\pi}{4} \left[ (D_{er}^{ex})^2 - (D_{lr}^{ex})^2 \right] L_{cp} \quad (5.3)$$

onde  $D_{er}^{ex}$  e  $D_{ir}^{ex}$  são os diâmetros externo e interno do rotor de topologia externa, respectivamente. A substituição direta de (5.3) em (5.2) resulta em (5.4).

$$k_{trv} = \frac{|T_n|}{V_{rotor}} = \frac{|T_n|}{\frac{\pi}{4} \left[ (D_{er}^{ex})^2 - (D_{ir}^{ex})^2 \right] L_{cp}} \quad (5.4)$$

Contudo, para que haja equivalência entre (5.2) e (5.4), é necessário que o volume do rotor para as duas topologias seja o mesmo. Assim, igualando-se os volumes dos rotores em (5.2) e (5.4), e admitindo que  $D_{er}^{in} = D_{ir}^{ex}$ , chega-se a (5.5).

$$D_{er}^{ex} = \sqrt{2} D_{ir}^{ex} \quad (5.5)$$

Definindo (5.6) como sendo a razão entre o comprimento axial e o diâmetro externo do motor e substituindo em (5.4) em conjunto com (5.5) encontra-se (5.7).

$$L_{LD} = \frac{L_{cp}}{D_{er}^{ex}} \quad (5.6)$$

$$k_{trv} = \frac{T_n}{\sqrt{2} \frac{\pi}{4} (D_{ir}^{ex})^3 L_{LD}} \quad (5.7)$$

Resolvendo (5.7) para  $D_{ir}^{ex}$  e multiplicando o lado direito da equação por 1000 para que o resultado seja dado em milímetros, encontra-se (5.8).

$$D_{ir}^{ex} = 966 \left( \frac{T_n}{k_{trv} L_{LD}} \right)^{\frac{1}{3}} \quad (5.8)$$

onde  $D_{ir}^{ex}$  é o diâmetro interno do rotor em milímetros.

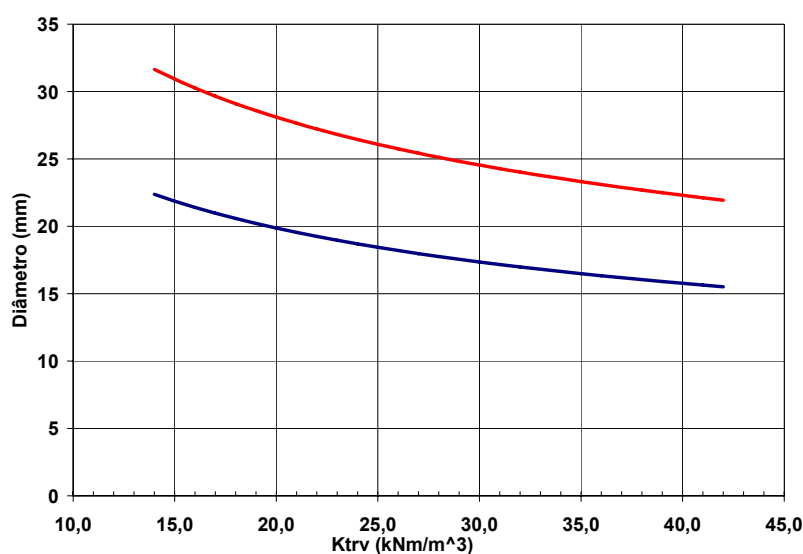
A segunda observação se refere ao valor de  $k_{trv}$  que deve ser utilizado em (5.8). A constante de torque por unidade de volume de rotor pode assumir valores desde 2 [kNm/m<sup>3</sup>] até 250 [kNm/m<sup>3</sup>]. Na tabela 5.1 são apresentados valores típicos para a constante de torque [50].

Tabela 5.1 – Valores típicos de  $k_{trv}$ .

Tipo de motor e/ou aplicação	Valores típicos de $k_{trv}$ [kNm/m <sup>3</sup> ]
Pequenos motores enclausurados (Ferrite)	7-14
Motores enclausurados ( <i>Bonded</i> NdFeB)	21
Motores enclausurados (Terras raras e NdFeB)	14-42
Grandes motores indústrias	7-30
Servos-motores de alto desempenho	15-50
Máquinas especiais	30-75
Grandes motores refrigerados a líquido	100-250

Esta segunda consideração requer uma análise mais detalhada, uma vez que mesmo para um determinado tipo de máquina,  $k_{trv}$  pode assumir valores muito distintos.

Como exemplo, considere um motor com 150 [W] de potência útil e 15000 [rpm] de velocidade nominal. Para uma constante de torque variando entre 14 [kNm/m<sup>3</sup>] e 42 [kNm/m<sup>3</sup>] tem-se o gráfico da Fig. 5.5, onde a curva vermelha e a curva azul indicam, respectivamente, a variação do diâmetro externo e interno do motor ao longo de toda a faixa de excursão de  $k_{trv}$ .

Fig. 5.5 – Variação de  $D_{er}^{ex}$  (curva vermelha) e  $D_{ir}^{ex}$  (curva azul) para diferentes valores de  $k_{trv}$ .

Percebe-se do gráfico apresentado na Fig. 5.5, que há uma grande variação no diâmetro externo da máquina para diferentes valores de  $k_{trv}$ , podendo esta diferença ultrapassar 40 [%], caso os extremos da faixa sejam comparados.

Uma boa estratégia então para o primeiro dimensionamento é a utilização de motores já existentes, que se aproximem dos requisitos de desempenho especificados, como referência. É importante ressaltar que devido a natureza iterativa do projeto de máquina elétricas, estas dimensões certamente serão ajustadas. Contudo, uma escolha



adequada do valor de  $k_{trv}$ , baseado na comparação com máquinas já existentes, resultará em dimensões razoavelmente próximas às da estrutura final.

### 5.4.2 Cálculo do fluxo de entreferro

Uma vez que o diâmetro externo do estator e do rotor foram determinados, resta agora calcular o comprimento radial dos ímãs e, conseqüentemente, o fluxo de entreferro na máquina. Existem vários modos de se determinar o comprimento radial dos ímãs, alguns deles de cunho mais prático, como a utilização do valor da abertura de entreferro multiplicado por um fator, e outros mais intuitivos, como por exemplo, a equivalência com bobinas de corrente.

Neste trabalho, será admitido um determinado ponto de operação do ímã sobre a curva de desmagnetização do mesmo (vide Fig. 5.6). Para isso é necessário abritrar um valor para o coeficiente de permeância conforme (5.9).

$$P_c = \frac{l_m}{gC} \quad (5.9)$$

onde  $l_m$  é comprimento radial do ímã,  $g$  é o entreferro e  $C$  o fator de concentração de fluxo.

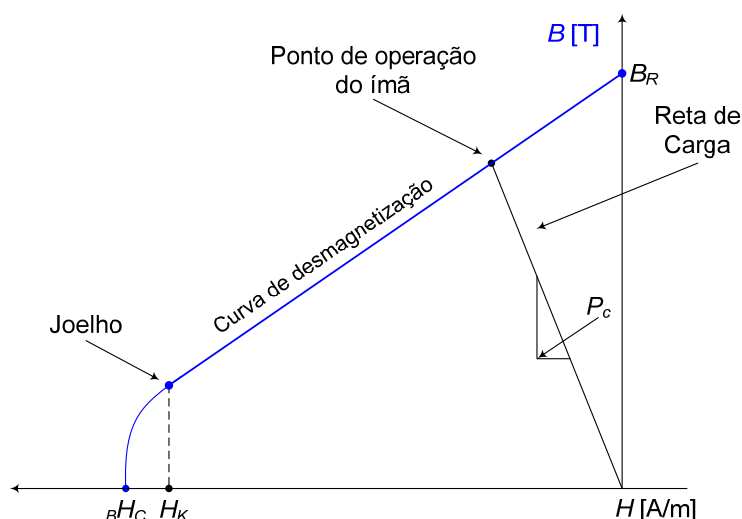


Fig. 5.6 – Curva de desmagnetização do ímã com seu respectivo ponto de operação em circuito aberto.

O coeficiente de permeância nada mais é do que a inclinação da reta de carga do ímã, e indica o quão próximo está o ponto de operação dos ímãs de sua indução remanente. Valores típicos para  $P_c$  estão entre 4 e 6 [49].

O fator de concentração de fluxo é definido como a razão entre a seção média transversal dos ímãs  $A_m$  e seção média transversal do entreferro  $A_g$ , e pode ser calculado conforme (5.10).

$$C = \frac{A_m}{A_g} = \frac{D_{ir}^{ex} + l_m}{D_{ir}^{ex} - g} \quad (5.10)$$

Em máquinas rotativas de ímãs superficiais, os magnetos geralmente assumem a forma de setor circular, ou *meia-cana* como são conhecidos no jargão técnico. Assim, o fator de concentração de fluxo dá uma noção a respeito da diminuição ou aumento da indução no entreferro à medida que as seções dos ímãs e do entreferro variam. Para um motor com rotor externo, o fator de concentração de fluxo é sempre maior do que a unidade, uma vez que a seção média dos ímãs é sempre maior do que a seção média do entreferro.

O comprimento radial dos ímãs pode ser determinado substituindo-se (5.10) em (5.9) e resolvendo-se a equação para  $l_m$ , conforme (5.11).

$$l_m = \frac{g P_c D_{ir}^{ex}}{D_{ir}^{ex} - g(1 + P_c)} \quad (5.11)$$

Uma vez que as principais dimensões do circuito magnético foram estabelecidas, é possível determinar o fluxo no entreferro. Para isso é admitida a seção transversal da máquina esquemática apresentada na Fig. 5.7a.

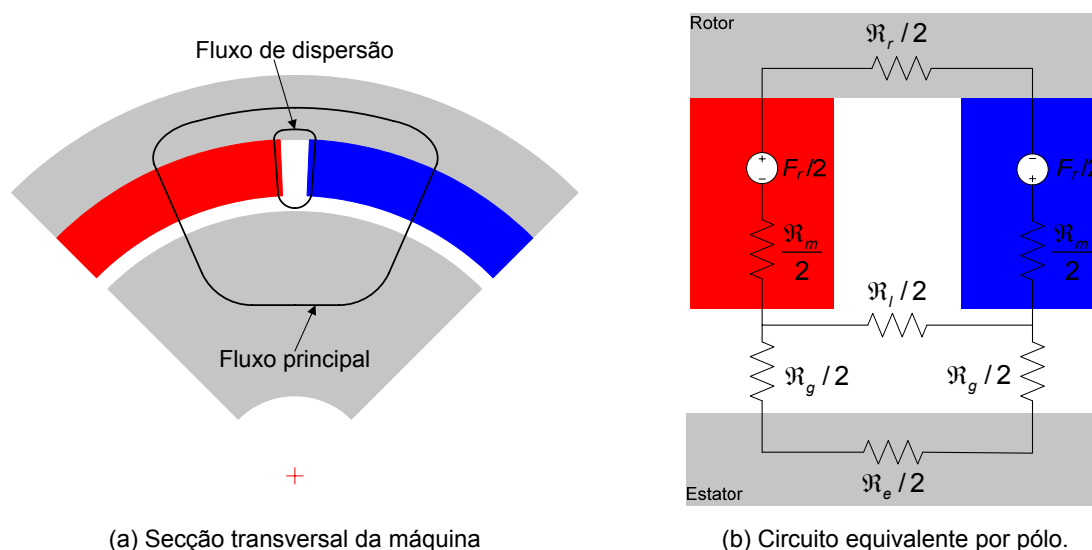


Fig. 5.7 – Seção transversal da máquina esquemática utilizada para o cálculo do fluxo de entreferro.

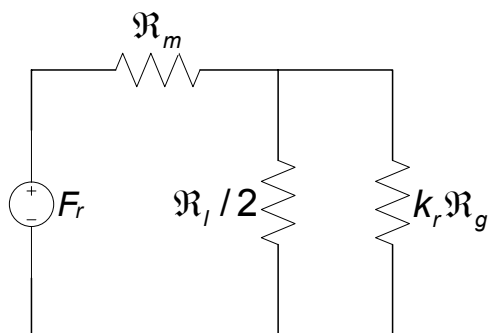
A partir da Fig. 5.7a pode ser obtido o circuito magnético equivalente por pólo, Fig. 5.7b, onde  $\mathfrak{R}_r$ ,  $\mathfrak{R}_e$ ,  $\mathfrak{R}_m$ ,  $\mathfrak{R}_g$  e  $\mathfrak{R}_l$  são, respectivamente, as relutâncias do ferro do rotor, do ferro do estator, dos ímãs, do entreferro e de dispersão e  $F_r$  é a força magnetomotriz gerada por cada um dos ímãs.

No circuito magnético está representada apenas a metade dos parâmetros do modelo. Isso se deve ao fato de que somente a metade de cada um dos pólos foi considerada na análise, o que por fim resulta em um circuito equivalente por pólo. Para a resolução do circuito apresentado é necessária a adoção de algumas hipóteses simplificadoras.

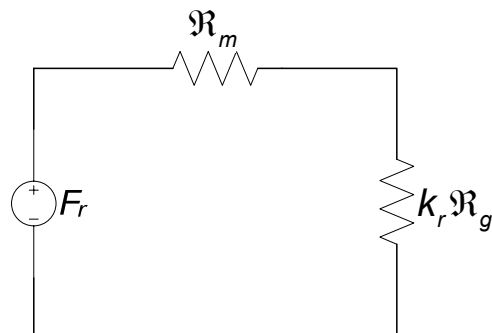
Será assumido que não há saturação do material magnético. Assim a permeabilidade do aço é muitas vezes maior do que do ar. Portanto, a queda de força magnetomotriz nas relutâncias do estator e do rotor é bastante reduzida, porém não desprezível. Deste modo, a presença do ferro pode ser interpretada como uma pequena perturbação no fluxo de entreferro. Este efeito será considerado através da adoção do fator de relutância  $k_r$  como coeficiente de ajuste da relutância do entreferro. Valores típicos de  $k_r$  estão entre 1 e 1,2 [49].

O cálculo de  $\mathfrak{R}_l$  implica no prévio conhecimento da distribuição do fluxo disperso dificultando assim sua determinação. A segunda hipótese simplificadora consiste então em desprezar seu efeito e admitir que o fluxo no entreferro será ligeiramente menor do que o calculado através do modelo proposto. O fator de atenuação de fluxo utilizado,  $k_l$ , possui valores típicos entre 0,9 e 1 [49].

Admitindo a validade das hipóteses apresentadas e observando que as fontes de força magnetomotriz estão conectadas em série, assim como as relutâncias dos ímãs e as relutâncias de cada um dos entreferros, o circuito magnético apresentado na Fig. 5.7b, pode ser simplificado pelo da Fig. 5.8a. A eliminação da relutância de dispersão com a conseqüente adoção do fator de atenuação de fluxo resulta no circuito equivalente por pólo apresentado na Fig. 5.8b.



(a) Com a presença da relutância de dispersão.



(b) Sem a presença da relutância de dispersão.

Fig. 5.8 – Circuito magnético simplificado para o cálculo do fluxo de entreferro.

O fluxo de entreferro pode ser finalmente calculado por meio da resolução do circuito da Fig. 5.8b de acordo com (5.12).

$$\Phi_g = k_l \frac{F_r}{\Re_m + k_r \Re_g} \quad (5.12)$$

onde  $F_r$ ,  $\Re_m$  e  $\Re_g$  são dadas por (5.13), (5.14) e (5.15), respectivamente.

$$F_r = \frac{I_m B_R}{\mu_{rec} \mu_o} \quad (5.13)$$

$$\Re_m = \frac{l_m}{\mu_{rec} \mu_o A_m} \quad (5.14)$$

$$\Re_g = \frac{g}{\mu_o A_g} \quad (5.15)$$

onde  $\mu_{rec}$  é a permeabilidade de recuo do ímã.

Substituindo (5.13), (5.14) e (5.15) em (5.12) e utilizando (5.9), pode-se calcular o fluxo de entreferro a partir dos parâmetros dos ímãs e das dimensões da máquina conforme (5.16).

$$\Phi_g = k_l \frac{B_R A_m}{1 + k_r \frac{\mu_{rec}}{P_C}} \quad (5.16)$$

Uma vez que a densidade de fluxo é dada por (5.17), e utilizando (5.10), é possível calcular a indução no entreferro por (5.18).

$$B = \frac{\Phi}{A} \quad (5.17)$$

$$B_g = k_l \frac{B_R C}{1 + k_r \frac{\mu_{rec}}{P_C}} \quad (5.18)$$

Embora tenham sido utilizadas algumas hipóteses simplificadoras, os resultados oriundos da utilização de (5.18) têm se mostrado coerentes com os valores obtidos através de modelos mais apurados, e inclusive simulações com elementos finitos.

A aplicação de (5.18) retorna apenas a máxima densidade de fluxo no entreferro, sem nenhuma informação sobre sua forma de onda. Contudo, para um pré-dimensionamento do motor, o emprego de (5.18) é suficientemente razoável.

### 5.4.3 Proporção do circuito magnético

Com a determinação do fluxo de entreferro é possível agora calcular as demais dimensões da máquina como, por exemplo, a largura do dentes  $w_{st}$  e da coroa  $w_{sy}$  (vide Fig. 5.9) para uma indução máxima assumida.

O fluxo gerado pelos ímãs no entreferro, ao percorrer todo o circuito magnético, se divide de acordo com o número de dentes do estator, assim o fluxo em um único dente é dado por (5.20).

$$\Phi_t = \frac{\Phi_g}{n_s} = B_t A_t = \frac{B_g A_g}{n_s} \quad (5.20)$$

onde  $n_s$  é o número de ranhuras, portanto, o número de dentes do estator.

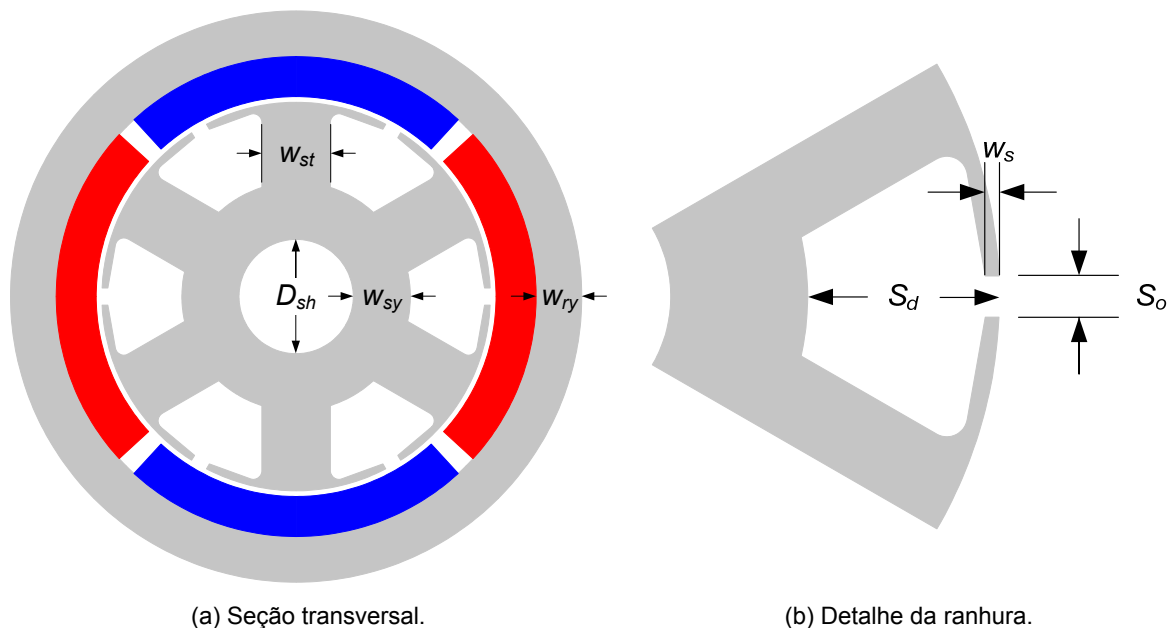


Fig. 5.9 – Principais dimensões do motor.

A seção transversal efetiva de ferro em um dente do estator  $A_t$  pode ser calculada conforme (5.21).

$$A_t = w_{st} L_{cp} k_{st} \quad (5.21)$$

onde  $k_{st}$  é fator de empilhamento das lâminas constituintes do pacote. Deste modo, fixando-se a indução no dente do estator no valor de  $B_{st}$  se pode determinar, a partir de (5.20) e (5.21), a largura mínima do mesmo ( $w_{st}$ ) conforme (5.22).

$$w_{st} = \frac{\pi (D_{ir}^{ex} - g) B_g}{n_s k_{st} B_{st}} \quad (5.22)$$

Um raciocínio semelhante pode ser aplicado ao cálculo da largura mínima da coroa do estator  $w_{sy}$  e do rotor  $w_{ry}$ , porém com uma única ressalva. A divisão do fluxo depende agora do número de pólos e não mais do número de dentes. Deste modo a largura das coroas deve ser dimensionada de modo a conduzir apenas a metade do fluxo de um pólo, já que o mesmo se divide em dois ao percorrer todo o circuito magnético. Assim, fixados os valores de indução na coroa do estator em  $B_{sy}$  e na coroa do rotor no em  $B_{ry}$ , tem-se as respectivas larguras de coroa de acordo com (5.23) e (5.24).

$$w_{sy} = \frac{\pi (D_{ir}^{ex} - g) B_g}{2n_p k_{st} B_{sy}} \quad (5.23)$$

$$w_{ry} = \frac{\pi (D_{ir}^{ex} - g) B_g}{2n_p k_{st} B_{ry}} \quad (5.24)$$

onde  $n_p$  é o número de pólos do motor. Uma vez que foram determinadas as larguras das coroas e dos dentes, resta agora calcular a profundidade das ranhuras  $S_d$ . Na Fig. 5.9 são apresentadas as dimensões necessárias para cálculo de  $S_d$ . O seu valor numérico é obtido através de (5.25)

$$S_d = \frac{D_{ir}^{ex} - 2g - 2w_{sy} - D_{sh}}{2} \quad (5.25)$$

Atribuindo um valor para a largura das sapatas dos dentes do estator  $w_s$  conclui-se o cálculo das dimensões da lâmina. Uma verificação prática da coerência do projeto da lâmina consiste na comparação entre a área das ranhuras e a área dos dentes do estator. Quando esta relação está entre 2 e 2,5, ou seja a área de uma ranhura é de 2 a 2,5 vezes a área de um dente, tem-se um projeto coeso [45].

A área de uma ranhura  $A_s$  pode ser calculada conforme (5.26), obtida a partir da Fig. 5.9.

$$A_s = \frac{\pi}{4n_s} \left[ (D_{ir}^{ex} - 2g - 2w_s)^2 - (D_{sh} + 2w_{sy})^2 \right] - (S_d - w_s)w_{st} \quad (5.26)$$

Cabe ressaltar que seção transversal das ranhuras deve ser suficiente para a acomodação dos fios para um determinado fator de enchimento, independente da relação entre as áreas dos dentes e das ranhuras. Contudo, a regra prática apresentada se mostrou bastante útil durante a etapa de dimensionamento inicial, devendo portanto ser interpretada como uma orientação de projeto.

#### 5.4.4 Cálculo dos enrolamentos

Para determinação de todas as grandezas que caracterizam os enrolamentos da armadura é necessário conhecimento a respeito do modo de operação do inversor eletrônico. O procedimento descrito a seguir assume a utilização de um inversor trifásico em ponte completa com os enrolamentos das fases conectados em estrela, conforme mostrado na Fig. 3.10.

O tipo de controle utilizado é o de corrente, com forma de onda idealmente quadrada e  $60^\circ$  elétricos de duração. O acionamento é feito de tal forma que em qualquer instante de tempo apenas duas chaves, uma do braço superior e outro do braço inferior, estão no modo de condução.

Conforme exposto no capítulo 3, um fio conduzindo corrente submetido a um campo magnético experimentará uma força ao longo de toda sua extensão. Esta força exercida sobre os enrolamentos do motor será responsável pela produção de torque. Como duas fases estarão sempre conduzindo corrente, o pico de torque para a topologia adotada é calculado conforme (5.27).

$$T_{max} = 2n_f i_f B_g L_{cp} \frac{D_{ee}}{2} \quad (5.27)$$

onde  $n_f$ ,  $i_f$ , e  $D_{ee}$  são, respectivamente, o número total de espiras por fase, a corrente de pico na fase e o diâmetro externo do estator. O número de ampéres-espiras, única incógnita em (5.27), pode ser determinado então conforme (5.28).

$$n_f i_f = \frac{T_{max}}{B_g L_{cp} D_{ee}} \quad (5.28)$$

Para o cálculo da resistência dos enrolamentos é preciso conhecer o comprimento médio de uma espira  $m_{LT}$ . Este parâmetro pode ser obtido a partir de (5.29), uma vez que todas as dimensões do motor já foram determinadas.

$$m_{LT} = 2L_{cp} + \left[ \frac{\pi}{n_p} (2D_{sh} + 4w_{sy} + 2S_d) \right] + 2w_{st} \quad (5.29)$$

A resistência é então calculada de acordo com (5.30).

$$R_f = \frac{\rho_{Cu} L_T}{A_c} \quad (5.30)$$

onde  $\rho_{Cu}$  é a resistividade do cobre na temperatura de regime da máquina,  $L_T$  é comprimento total do enrolamento de uma fase, podendo ser aproximado por (5.31), e  $A_c$  é seção transversal de um condutor, podendo ser calculada de acordo com (5.32).

$$L_T = n_f m_{LT} \quad (5.31)$$

$$A_c = \frac{i_f}{J_{Cu}} \quad (5.32)$$

Substituindo (5.31) e (5.32) em (5.30) e multiplicando-se o numerador e o denominador da equação por  $n_f$ , obtém-se (5.33).

$$R_f = \frac{\rho_{Cu} m_{LT} J_{Cu} n_f^2}{n_f i_f} \quad (5.33)$$



Como o número de espiras é ainda desconhecido, pode-se obter a resistência normalizada  $R_f''$  em função do número de espiras de acordo com (5.34).

$$R_f'' = \frac{R_f}{n_f^2} = \frac{\rho_{Cu} m_{LT} J_{Cu}}{n_f i_f} \quad (5.34)$$

Esta estratégia é adotada para a determinação de todos os parâmetros dos enrolamentos, que terão seus valores absolutos calculados após a resolução da equação diferencial que rege o comportamento das correntes e tensões nas fases.

A indutância própria das fases é constituída de três parcelas distintas: a indutância do entreferro  $L_g$ , a indutância das ranhuras  $L_s$  e a indutância das cabeças de bobina  $L_e$ .

A indutância do entreferro é atribuída somente ao fluxo magnético gerado pelos enrolamentos das fases que cruza o entreferro. Calcula-se este último desprezando-se o fluxo proveniente dos ímãs. Para isso, considere o motor de 4 pólos e 6 ranhuras indicado na Fig. 5.9, cujo circuito magnético associado é apresentado na Fig. 5.10a, onde  $n_b$  é número de espiras de uma bobina, ou seja, a metade do total de espiras de uma fase.

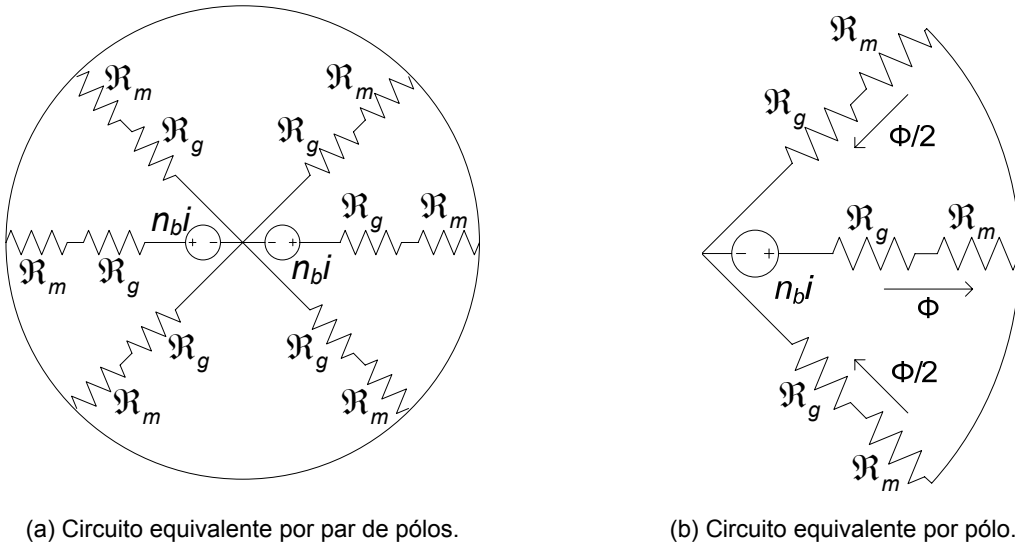


Fig. 5.10 – Circuito magnético associado ao cálculo da indutância do entreferro.

Resolvendo-se o circuito da Fig. 5.10b, encontra-se o fluxo concatenado  $\lambda$  por uma bobina de uma fase por pólo dado por (5.35).

$$\lambda = \frac{2n_b^2 i}{3(\mathfrak{R}_m + \mathfrak{R}_g)} \quad (5.35)$$

A indutância  $L$  é definida como sendo a razão entre o fluxo concatenado e a corrente nos enrolamentos por (5.36).

$$L = \frac{\lambda}{i} \quad (5.36)$$

Assim, substituindo (5.14), (5.15) e (5.36) em (5.35), e levando-se em conta o número total de espiras de uma fase, obtém-se a indutância do entreferro por fase  $L_g$  por (5.37). Seu valor normalizado é dado em função de  $n_f^2$  por (5.38).

$$L_g = \frac{\mu_o \pi D_{ee} L_{cp}}{3n_s \left( g + \frac{I_m}{\mu_{rec} C} \right)} n_f^2 \quad (5.37)$$

$$L_g'' = \frac{\mu_o \pi D_{ee} L_{cp}}{3n_s \left( g + \frac{I_m}{\mu_{rec} C} \right)} \quad (5.38)$$

Além do fluxo de entreferro, as correntes de fase, também são responsáveis por produzir campo magnético ao longo das ranhuras (vide Fig. 5.11a). Este campo é responsável pela indutância de dispersão  $L_s$  das mesmas. O valor de  $L_s$  é composto de duas parcelas distintas, a primeira delas devido à área da ranhura e a segunda devido ao pescoço da mesma.

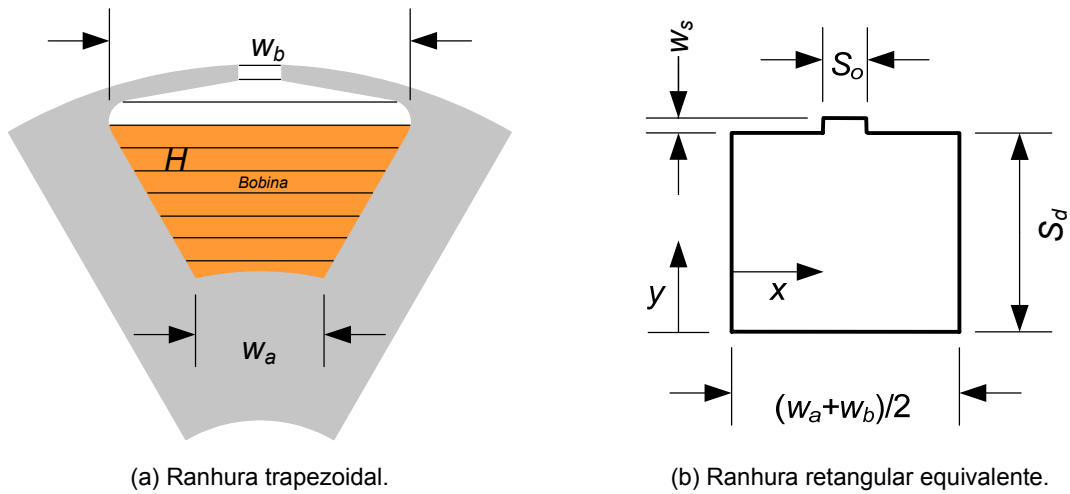


Fig. 5.11 – Geometria da ranhura utilizada para o cálculo da indutância.

Para o cálculo de ambas as parcelas é necessário uma abordagem diferente daquela utilizada no cálculo da indutância do entreferro, uma vez que o campo que concatena as espiras varia ao longo de todo o comprimento radial da ranhura. Deste modo, calcula-se a indutância através da coenergia armazenada no campo magnético criado pela bobina de acordo com (5.39).

$$\frac{Li^2}{2} = \int_V \frac{1}{2} \mu_o H^2 dv \quad (5.39)$$

onde  $V$  é todo o volume da ranhura. Por simplicidade, o formato da ranhura é assumido como sendo retangular (Fig. 5.11b) e a variação de  $H$  ao longo da mesma como sendo linear, conforme (5.40).

$$H_x(y) = \frac{n_f i_f}{2(w_a + w_b) S_d} y \quad (5.40)$$

Substituindo (5.40) em (5.39) e integrando em todo o volume da ranhura encontra-se (5.41).

$$L_s^1 = \mu_o L_{cp} \frac{2S_d}{3(w_a + w_b)} n_f^2 \quad (5.41)$$

$L_s^1$  é a parcela da indutância devida somente à área da ranhura. Para o cálculo da parcela referente ao pescoço o mesmo procedimento é aplicado. Porém, o campo agora é constante em todo o volume. Assim realizando os mesmos cálculos para o pescoço, encontra-se a segunda parcela da indutância de dispersão  $L_s^2$  por (5.42).

$$L_s^2 = \mu_o L_{cp} \frac{w_s}{S_o} n_f^2 \quad (5.42)$$

A indutância de dispersão de uma ranhura  $L_s$  é então calculada a partir da soma de ambas as parcelas, conforme (5.43). Seu valor é normalizado de acordo com (5.44).

$$L_s = L_s^1 + L_s^2 = \mu_o L_{cp} \left[ \frac{2}{3} \frac{S_d}{(w_a + w_b)} + \frac{w_s}{S_o} \right] n_f^2 \quad (5.43)$$

$$L_s'' = \mu_o L_{cp} \left[ \frac{2}{3} \frac{S_d}{(w_a + w_b)} + \frac{w_s}{S_o} \right] \quad (5.44)$$

A última contribuição para a indutância total das fases é a parcela referente às cabeças de bobina. A estratégia adotada para o cálculo desta indutância é considerar o campo magnético produzido por cada um dos condutores e a partir da coenergia determinar o seu valor. Os resultados obtidos são bastante aproximados uma vez que não se conhece a exata distribuição dos condutores por sobre os dentes do estator.

O campo gerado ao redor de um fio conduzindo corrente é dado conforme (5.45).

$$H_\theta(r) = \frac{i}{2\pi r} \quad (5.45)$$

Considerando o número total de condutores por fase  $n_f$ , o campo gerado por uma única cabeça de bobina é dado de acordo com (5.46).

$$H_\theta(r) = \frac{n_f i_f}{4\pi r} \quad (5.46)$$

Integrando (5.46) no volume delimitado pelo cilindro que vai desde o centro do feixe de condutores até o pacote do estator, encontra-se (5.47).

$$L_e = \frac{\mu_o c_e}{8\pi} \ln \left( \frac{r_e}{r_c} \right) n_f^2 \quad (5.47)$$

onde  $c_e$  é comprimento médio de uma cabeça de bobina e é dado de acordo com (5.48). Nesta equação,  $r_c$  é o raio do feixe de condutores que forma a cabeça de bobina e pode ser calculado conforme (5.49).

$$c_e = \pi r_e = \frac{(m_{LT} - 2L_{cp})}{2} \quad (5.48)$$

$$r_c = \sqrt{\frac{A_s}{2\pi}} \quad (5.49)$$

Substituindo (5.48) e (5.49) em (5.47) e simplificando a equação, encontra-se (5.50) que fornece o valor da indutância de uma cabeça de bobina  $L_e$ .

$$L_e = \frac{\mu_o (m_{LT} - 2L_{cp})}{16\pi} \ln \left( \frac{(m_{LT} - 2L_{cp})}{\sqrt{2\pi A_s}} \right) n_f^2 \quad (5.50)$$

O valor normalizado para indutância de uma cabeça de bobina é dado então por (5.51).

$$L_e'' = \frac{\mu_o (m_{LT} - 2L_{cp})}{16\pi} \ln \left( \frac{(m_{LT} - 2L_{cp})}{\sqrt{2\pi A_s}} \right) \quad (5.51)$$

Considerando a topologia adotada, 4 pólos e 6 ranhuras, a indutância própria normalizada por fase  $L_f$  é dada por (5.52).

$$L_f'' = L_g'' + 2L_s'' + 4L_e'' \quad (5.52)$$

Devido ao fato da indutância não ser um parâmetro crítico em MCCSE, uma formulação relativamente simples foi utilizada para sua determinação. Sua influência no funcionamento da máquina está relacionada à constante de tempo dos enrolamentos e, portanto à determinação da taxa na qual as correntes de fase variam no tempo. Para cálculos mais precisos é recomendada a análise tridimensional com elementos finitos.

O número de espiras por fase pode ser determinado a partir da resolução de (5.53). Esta equação rege o funcionamento do circuito da Fig. 5.12.

$$V_{cc} = 2R_f i_f + 2L_f \frac{di_f(t)}{dt} + 2e_f \quad (5.53)$$

Reescrevendo (5.53) em função dos valores normalizados e resolvendo-se para  $n_f$ , encontra-se (5.54).

$$n_f = \frac{V_{CC}}{2 \left( R_f'' n_f i_f + L_f'' n_f \frac{di_f(t)}{dt} + e_f' \right)} \quad (5.54)$$

onde  $e_f'$  é o valor da força eletromotriz normalizada pelo número de espiras, e é dada de acordo com (5.55)

$$e_f' = \frac{e_f}{n_f} = \frac{\pi n_p B_g \omega_m D_{ee} L_{cp}}{2 n_s} \quad (5.55)$$

O processo de determinação do número de espiras consiste em, em uma primeira etapa, desprezar o efeito da ondulação de corrente. Assim (5.52) resume-se a (5.56) e o número de espiras pode ser calculado, já que todas as variáveis são conhecidas.

$$n_f = \frac{V_{CC}}{2(R_f'' n_f i_f + e_f')} \quad (5.56)$$

Levando-se em conta agora o efeito oscilatório da corrente, pode-se depurar o cálculo do número de espiras considerando o efeito da comutação na corrente.

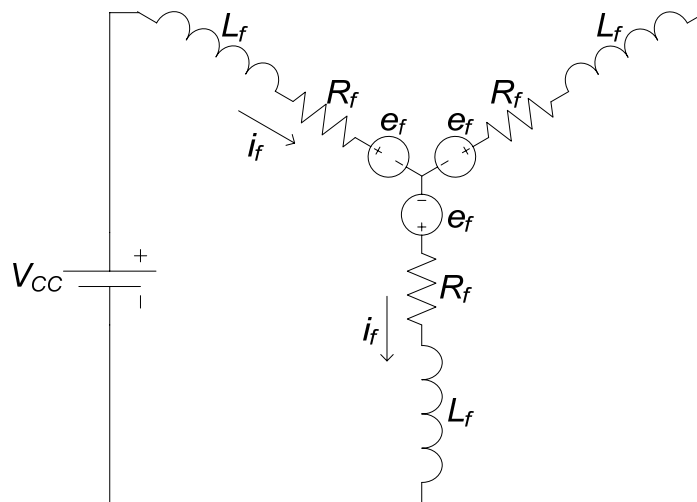


Fig. 5.12 – Circuito representativo do modo de operação do inversor.

Deste modo, para uma dada frequência de comutação  $f_{ch}$  e uma determinada ondulação de corrente  $\Delta i_f$ , tem-se (5.57).

$$n_f = \frac{V_{cc}}{2(R_f'' n_f i_f + L_f'' n_f \Delta i_f f_{ch} + e_f')} \quad (5.57)$$

Uma vez que  $n_f$  foi determinado, a resistência  $R_f$ , a indutância  $L_f$  e a força eletromotriz de fase  $e_f$  são facilmente obtidas a partir de (5.58), (5.59) e (5.60), respectivamente.

$$R_f = n_f^2 R_f'' \quad (5.58)$$

$$L_f = n_f^2 L_f'' \quad (5.59)$$

$$e_f = n_f e_f' \quad (5.60)$$

A corrente de fase é calculada a partir do resultado de (5.28), conforme (5.61).

$$i_f = \frac{n_f i_f}{n_f} \quad (5.61)$$

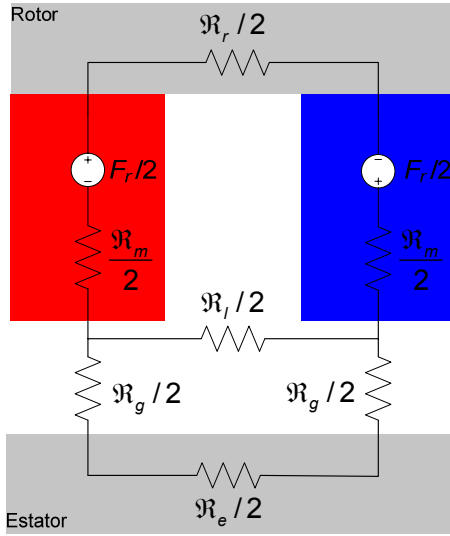
Como valor de densidade de corrente especificado é possível determinar o diâmetro mínimo dos condutores de acordo com (5.62).

$$d_c = \sqrt{\frac{4i_f}{\pi J_{Cu}}} \quad (5.62)$$

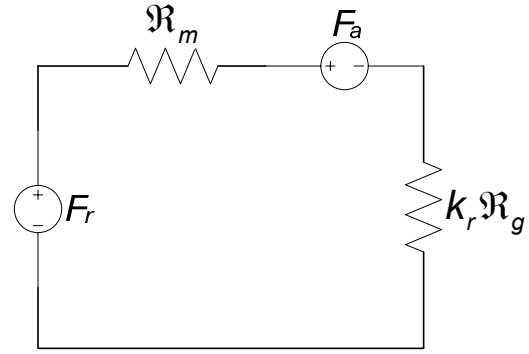
#### 5.4.5 – Cálculo da corrente de desmagnetização

Para o cálculo da corrente de desmagnetização, considera-se o circuito da Fig. 5.13, onde  $F_a$  representa a força magnetomotriz gerada pelos enrolamentos da armadura e pode ser calculada conforme (5.63).

$$F_a = \frac{n_f i_f}{2} \quad (5.63)$$



(a) Circuito equivalente por pólo.



(b) Circuito equivalente por pólo simplificado.

Fig. 5.13 – Circuito magnético equivalente utilizado para o cálculo da corrente de desmagnetização.

Resolvendo-se o circuito da Fig. 5.13b para o fluxo de entreferro, encontra-se (5.64).

$$\Phi_g = k_l \frac{(F_r - F_a)}{\mathfrak{R}_m + k_r \mathfrak{R}_g} \quad (5.64)$$

Do princípio da continuidade, pode-se calcular o fluxo e, conseqüentemente, a indução de operação dos ímãs  $B_m$  de acordo com (5.65).

$$B_m = \frac{(F_r - F_a)}{(\mathfrak{R}_m + k_r \mathfrak{R}_g) A_m} \quad (5.65)$$

Para que não haja desmagnetização é preciso que a indução de operação dos ímãs, determinada pelo circuito magnético em conjunto com as correntes de fase, esteja acima do joelho  $B_k$  da curva de desmagnetização (vide Fig. 5.14).

Substituindo (5.13), (5.14), (5.15) e (5.63) em (5.65), e resolvendo-se a inequação  $B_m > B_k$  para  $i_f$ , encontra-se (5.66).

$$i_f < \frac{2}{\mu_0 n_f} \left[ \frac{l_m}{\mu_{rec}} (B_r - B_k) - k_r g C B_k \right] \quad (5.66)$$



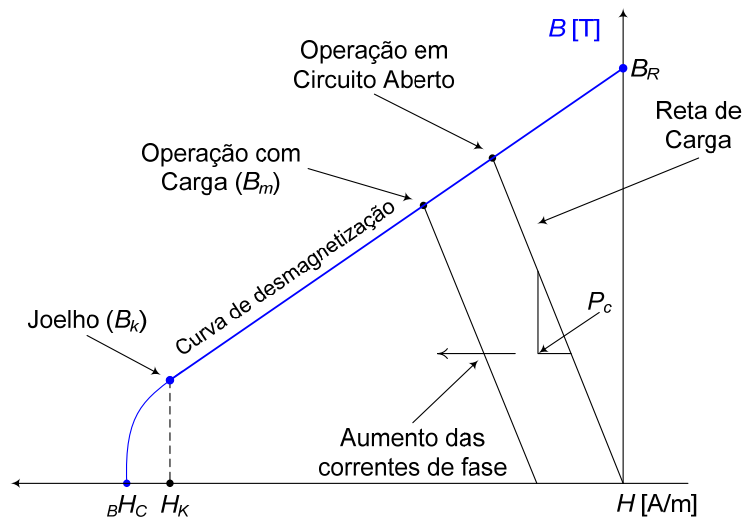


Fig. 5.14 – Curva de desmagnetização típica.

Portanto a corrente de fase capaz de provocar uma perda de magnetização irreversível nos ímãs é aquela igual ou superior ao valor calculado através de (5.67).

$$i_{dmag} \geq \frac{2}{\mu_0 n_f} \left[ \frac{I_m}{\mu_{rec}} (B_r - B_k) - k_r g C B_k \right] \quad (5.67)$$

Cabe salientar que para o cálculo de  $i_{dmag}$  os valores de  $B_k$  e  $B_r$  utilizados são obtidos da curva de desmagnetização referida a temperatura de regime do motor. Isto se faz necessário uma vez que as propriedades magnéticas de tais materiais variam consideravelmente com a temperatura.

#### 5.4.6 – Perdas, eficiência e aquecimento

Para o cálculo completo do motor resta agora a determinação das perdas, o que possibilitará o cálculo da eficiência da máquina e ao mesmo tempo uma estimativa sobre a temperatura de operação do motor.

As duas principais parcelas de perdas presente em um MCCSE são as perdas joule no cobre dos enrolamentos e as perdas no ferro. Uma vez que todos os parâmetros dos enrolamentos foram determinados, o cálculo da potência dissipada no cobre se restringe a resolução da equação (5.68)

$$P_{Cu} = 2R_f i_f^2 \quad (5.68)$$

A estimativa das perdas no ferro não é um processo tão evidente. Primeiramente é necessário determinar a massa de ferro em cada uma das porções do motor. Em seguida, a partir dos valores de indução verificados na máquina, calcular a perda no ferro utilizando o modelo proposto.

Assume-se que as perdas no ferro do rotor são nulas, pois a menos de fenômenos de comutação e variação de entreferro, o campo é estático. Portanto, o cálculo das perdas no ferro do motor se limita a determinação das perdas no ferro do estator.

A massa da coroa do estator pode ser obtida conforme (5.69).

$$m_{sy} = \pi (D_{sh} + w_{sy}) w_{sy} L_{cp} k_{st} \gamma \quad (5.69)$$

onde  $\gamma$  é a massa específica do material utilizado em  $[\text{kg/m}^3]$ .

Já a massa dos dentes do estator pode ser calculada com relativa acurácia através de (5.70).

$$m_{st} = n_s w_{st} S_d L_{cp} k_{st} \gamma \quad (5.70)$$

Uma vez que se conhecem as induções de operação, a frequência de chaveamento e as massas de cada uma das porções da máquina, e desprezando-se o conteúdo harmônico da onda de indução, o cálculo das perdas se resume a utilização de (4.12). Assim as perdas no ferro, em watts, na coroa  $P_{fe}^{sy}$  e nos dentes  $P_{fe}^{st}$  do estator são dadas de acordo com (5.71) e (5.72), respectivamente.

$$P_{fe}^{sy} = m_{sy} (C_h f B_{sy}^n + C_f f^2 B_{sy}^2) \quad (5.71)$$

$$P_{fe}^{st} = m_{st} (C_h f B_{st}^n + C_f f^2 B_{st}^2) \quad (5.72)$$

As perdas totais no ferro  $P_{fe}$  são obtidas diretamente a partir das soma dos dois resultados anteriores, (5.73).

$$P_{fe} = P_{fe}^{sy} + P_{fe}^{st} \quad (5.73)$$

Com os resultados de (5.68) e (5.73), pode-se calcular eficiência da máquina para velocidade nominal conforme (5.74).

$$\eta = \frac{P_{mec}}{P_{mec} + P_{Cu} + P_{fe}} \quad (5.74)$$

A última etapa de calculo no projeto refere-se a estimação da temperatura de operação do motor. Em aplicações herméticas, como refrigeração, a maior fonte de calor dentro do dispositivo é a própria bomba e não o motor. Além do mais o fluido refrigerante auxilia na manutenção da temperatura do motor dentro de limites seguros. Dado este universo de variáveis é dificultosamente complicado determinar a temperatura de operação da máquina através de cálculos analíticos e até mesmo por simulações computacionais. Porém nada impede que uma estimativa seja feita, a cerca da temperatura do motor, desprezando-se a influência das variáveis acima.

Para o cálculo estimado da temperatura do motor será assumido que a troca de calor se dá somente através da carcaça, e que há apenas convecção natural. Assim o coeficiente de transferência de calor, para convecção natural,  $h_c$  pode ser determinado a partir do diâmetro externo da máquina de acordo com (5.75) [54].

$$h_c = 1,3242 \sqrt[4]{\frac{\Delta T}{D_{em}}} \quad (5.75)$$

onde  $\Delta T$  é a diferença entre a máxima temperatura desejada de operação do motor e o ambiente. A partir da potência dissipada pela máquina através de sua área externa  $A_e$  é possível fazer uma estimativa sobre a temperatura do motor através de (5.76).

$$T_{motor} = \frac{P_{Cu} + P_{fe}}{A_e h_c} + T_{amb} \quad (5.76)$$

Caso o resultado de (5.76) indique um valor muito acima do desejado, a área externa do motor pode ser modificada, através da inclusão de aletas, por exemplo, para que a temperatura fique dentro dos limites almejados.

## 5.5 Conclusões

A metodologia de projeto utilizada possibilita, a partir de um dado conjunto de especificações, dimensionar um MCCSE de uma forma rápida e objetiva.

Como em todo novo desenvolvimento, existe certa incerteza a cerca das condições de contorno do projeto. Neste sentido a elaboração sistemática de um conjunto de especificações direcionou o foco das atenções para os requisitos críticos de projeto, permitindo uma abordagem teórica mais profunda nas questões diretamente relacionadas ao custo e desempenho.

Por fim, o desenvolvimento teórico apresentado, ainda que simplificado, permitiu a fixação dos conceitos físicos fundamentais envolvidos no projeto de um motor, possibilitando ao projetista uma maior criticidade de cálculo.

## 6. CÁLCULO E SIMULAÇÃO DE UM MOTOR DE CORRENTE CONTÍNUA SEM ESCOVAS

### 6.1 Introdução

O método científico de análise em engenharia tem sido fruto de constantes mudanças ao longo dos tempos. A ciência clássica se vale de modelos físicos simplificados, como aqueles apresentados no capítulo precedente, e da condução de experimentos laboratoriais para validação dos resultados obtidos a partir dos mesmos.

A abordagem adotada pela engenharia moderna lança mão da simulação numérica como instrumento de análise e experimentação. Embora ambas as estratégias caminhem paralelamente, existem diferenças substanciais entre ambas.

Em suma, a utilização de um modelo discreto, para representação de um meio contínuo, através de equações diferenciais parciais, confere à simulação numérica uma acurácia superior ao do modelo físico simplificado, ao mesmo tempo em que permite o tratamento de problemas de elevada ordem de complexidade.

Embora as simulações apresentem características vantajosas, a utilização de modelos simplificados permite um entendimento físico e prático do problema analisado em maior profundidade. Do mesmo modo, tais modelos tornam mais veloz o estudo do fenômeno físico quando implementados computacionalmente.

O objetivo neste capítulo é confrontar os resultados obtidos através do modelo físico simplificado com formulações mais complexas e simulações numéricas utilizando o método de elementos finitos.

### 6.2 Cálculo Analítico

Para o cálculo analítico de um MCCSE será utilizada a formulação desenvolvida no capítulo precedente e o conjunto de especificações apresentado na tabela 6.1.

O conjugado do motor na velocidade nominal é obtido conforme (5.1). Deste modo, para a potência útil e a velocidade requeridas, o torque da máquina é indicado em (6.1).

$$T_n = 0,095 \text{ [Nm]} \quad (6.1)$$

O dimensionamento inicial é feito a partir da constante de torque por unidade de volume do rotor proveniente de motores-referência já existentes. Assim para um  $k_{trv}$  igual a 2600 [kNm/m<sup>3</sup>] e se utilizando de (5.5) a (5.8) se obtém os diâmetros externo e interno do rotor. Os resultados são indicados em (6.2) e (6.3), respectivamente.

$$D_{ir}^{ex} = 32 \text{ [mm]} \quad (6.2)$$

$$D_{er}^{ex} = 45 \text{ [mm]} \quad (6.3)$$

Tabela 6.1 – Conjunto de especificações para o motor a ser projetado.

Função objetivo	Custo: <i>Baixo</i>	
Restrições	Desempenho	Potência útil: <i>150W</i> Velocidade nominal: <i>15000rpm</i> Eficiência: <i>95%</i>
	Durabilidade	Topologia: <i>Rotor externo</i> Enrolamentos: <i>Concentrados de passo fracionário</i> Fator de enchimento das ranhuras: <i>60%</i> Razão entre comprimento axial e radial: <i>1</i> Entreferro: <i>0,5mm</i>
	Segurança	
	Aspectos construtivos	
	Limites dos materiais	Induções máximas: <i>1,60T</i> Densidade de corrente: <i>7,5A/mm<sup>2</sup></i> Campo coercitivo mínimo: <i>480kA/m</i>
Condições ambientais	Tensão de alimentação: <i>115-127V</i> Freqüência da rede: <i>50-60Hz</i> Modo de operação do inversor: <i>Controle de corrente com 60° de duração</i> Temperatura do motor: <i>100°C</i>	
Especificação dos materiais	Perdas no ferro: <i>2,5W/kg (1,5T a 50Hz)</i> Espessura das lâminas: <i>0,35mm</i> Características magnéticas dos ímãs: <i>0,74(B<sub>R</sub>) e 1,1(μ<sub>rec</sub>)</i> Temperatura de serviço dos ímãs: <i>320°C</i>	

O cálculo da densidade de fluxo no entreferro pode ser feito uma vez que os diâmetros interno e externo do rotor são conhecidos. Para um coeficiente de permeância igual a 5 e uma abertura de entreferro de 0,5 [mm], o comprimento radial dos ímãs é calculado de acordo com (5.11), e seu resultado dado em (6.4).

$$l_m = 2,75 \text{ [mm]} \quad (6.4)$$

Empregando-se (5.10) e (5.18), encontra-se a densidade de fluxo no entreferro, o resultado para a estrutura analisada é apresentado em (6.5).

$$B_g = 0,52 \text{ [T]} \quad (6.5)$$

A proporção do circuito magnético conforme (5.22) a (5.25), com o conseqüente ajuste das dimensões da lâmina, resulta nas larguras dos dentes, da coroa do estator, da coroa do rotor, e na profundidade da ranhura. Os resultados são indicados em (6.6), (6.7), (6.8) e (6.9), respectivamente e foram obtidos para os valores de indução indicados na tabela 6.1.

$$w_{st} = 5,7 \text{ [mm]} \quad (6.6)$$

$$w_{sy} = 4,3 \text{ [mm]} \quad (6.7)$$

$$w_{ry} = 4,3 \text{ [mm]} \quad (6.8)$$

$$S_d = 5,6 \text{ [mm]} \quad (6.9)$$

O cálculo dos parâmetros dos enrolamentos é feito de acordo com a estratégia apresentada no capítulo 5, conforme (5.29), (5.34), (5.38), (5.44) e (5.51). Os valores absolutos das grandezas de fase são computados de acordo com (5.56) a (5.60) e seus resultados apresentados de (6.10) a (6.13).

$$n_f = 126 \text{ [espiras]} \quad (6.10)$$

$$R_f = 5,73 \text{ } [\Omega] \quad (6.11)$$

$$L_f = 3,48 \text{ [mH]} \quad (6.12)$$

$$e_f = 149 \text{ [V]} \quad (6.13)$$

A corrente de fase e o diâmetro dos fios são determinados a partir de (5.61) e (5.62). Os resultados são indicados em (6.14) e (6.15), respectivamente.

$$i_f = 0,53 \text{ [A]} \quad (6.14)$$

$$d_c = 0,30 \text{ [mm]} \quad (6.15)$$

A corrente de desmagnetização é calculada por (5.67) e dada em (6.15).

$$i_{dmag} = 10,63 \text{ [A]} \quad (6.15)$$

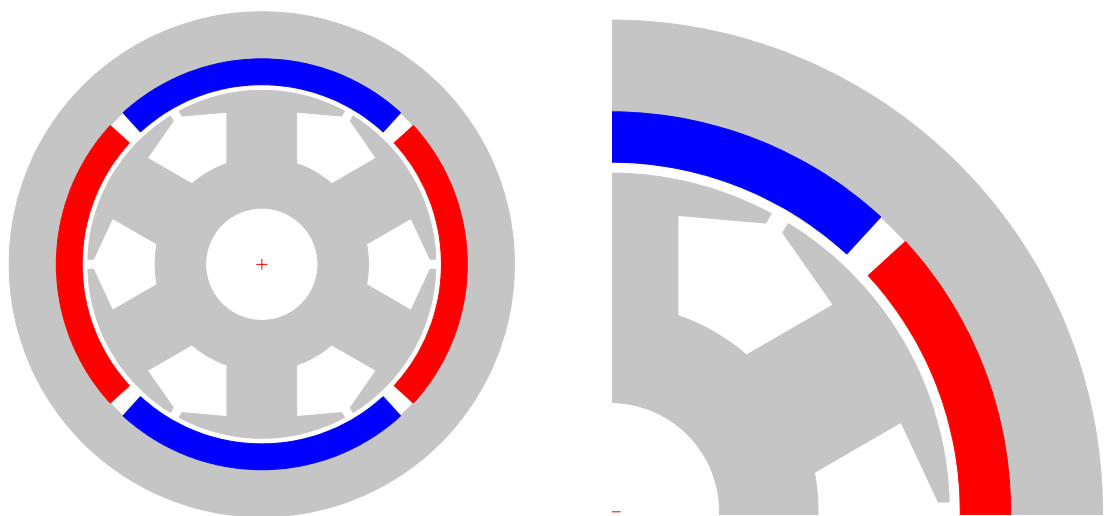
Por fim, as perdas no cobre, no ferro e conseqüentemente a eficiência do motor, são calculadas de acordo com (5.68), (5.71), (5.72) e (5.74). Os resultados são indicados em (6.16), (6.17) e (6.18), respectivamente.

$$P_{Cu} = 3,18 \text{ [W]} \quad (6.16)$$

$$P_{fe} = 5,94 \text{ [W]} \quad (6.17)$$

$$\eta = 94,30 \text{ [%]} \quad (6.18)$$

A seção transversal do motor calculado pelo método analítico é apresentada na Fig. 6.1a e Fig. 6.1b.



(a) Seção transversal do motor.

(b) Detalhe evidenciando um dente e uma ranhura.

Fig. 6.1 – Seção transversal do motor projetado analiticamente.



### 6.3 Simulações e Resultados

Para efeito de comparação, o motor calculado analiticamente será simulado em um programa computacional que, além de se valer de modelos analíticos mais apurados, possibilita o cálculo da estrutura através do MEF. O programa *SPEED* [51], amplamente utilizado para cálculo de MCCSE, foi empregado para tal.

Algumas considerações se fazem necessárias a cerca das simulações realizadas. As dimensões, os materiais e o modo de operação do inversor eletrônico são os mesmos que foram empregados durante a etapa de cálculo analítico do motor. Os resultados a seguir foram obtidos no programa *SPEED* e referem-se tanto a cálculos analíticos como a simulações com MEF.

Para efeito de entendimento os resultados apresentados serão classificados quanto ao método de cálculo que os originou. O modelo analítico utilizado pelo programa *SPEED* e o método de cálculo desenvolvido ao longo do capítulo 5 serão denominados *Método Analítico Computacional – MAC* e *Método Analítico – MA*, respectivamente. Os resultados obtidos através do método de elementos finitos serão designados por *MEF*.

Na Fig. 6.2 a seguir é apresentada uma carta de campo com as densidades de fluxo no motor em vazio, as linhas equipotenciais de campo, assim com a malha utilizada na discretização da estrutura. Os resultados foram obtidos através do MEF e se referem a estrutura inicial dimensionada analiticamente.

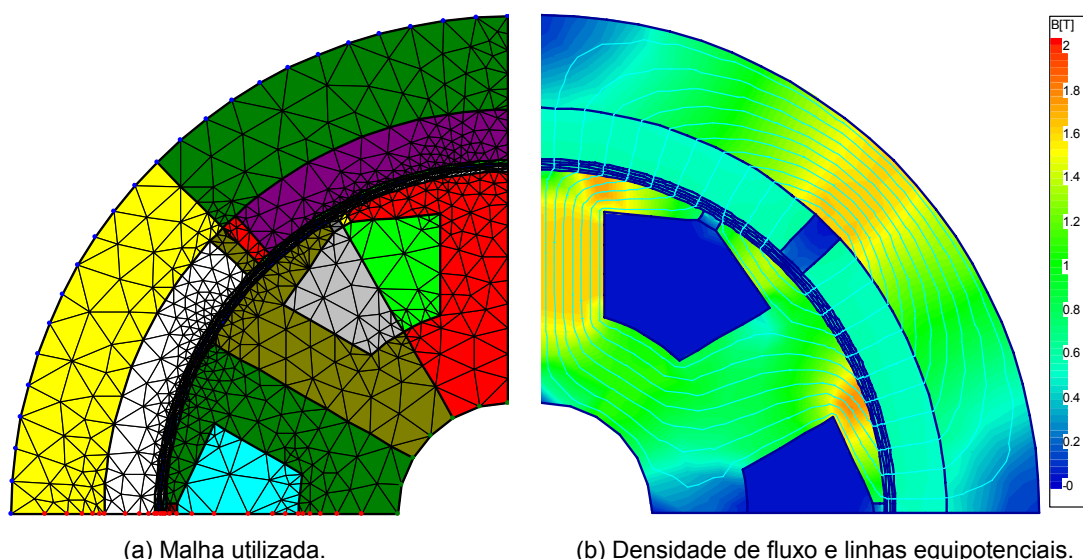
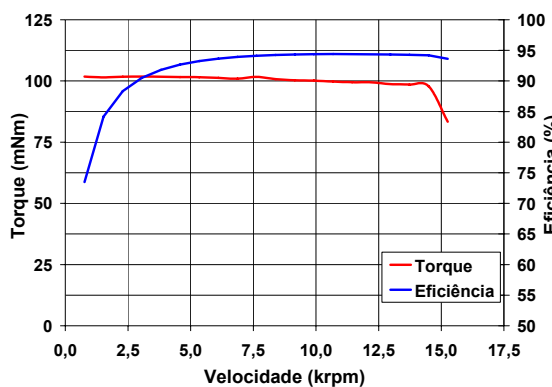


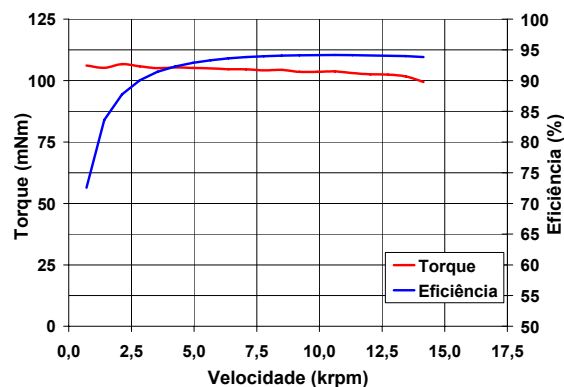
Fig. 6.2 – Resultados de simulação numérica (MEF) para estrutura dimensionada analiticamente.

A seguir são apresentadas as curvas de torque e eficiência versus velocidade. As curvas em azul representam a eficiência do motor e as em vermelho o

torque desenvolvido pelo mesmo ao longo de toda a faixa de velocidade. Os resultados foram obtidos através do MAC e do MEF, e são apresentados na Fig. 6.3a e Fig. 6.3b, respectivamente.



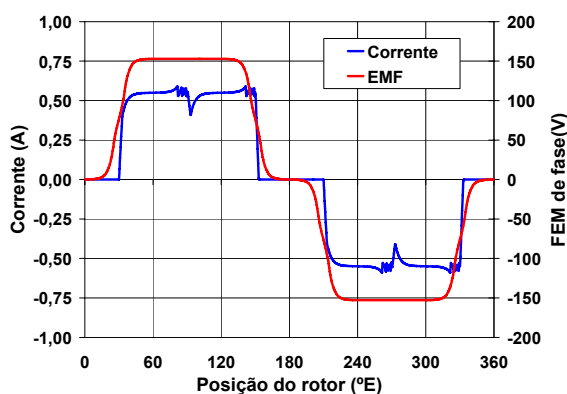
(a) Calculado com MAC.



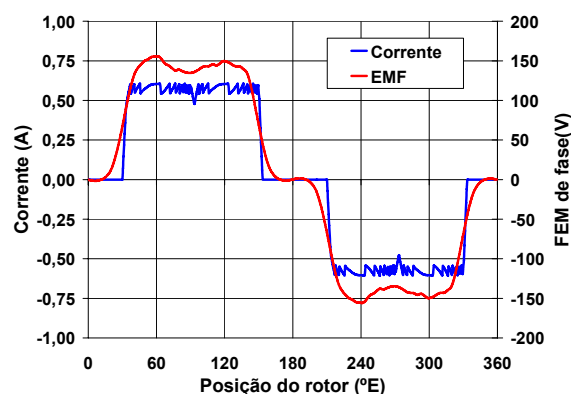
(b) Calculado com MEF.

Fig. 6.3 – Formas de onda de torque e eficiência versus velocidade.

Analisando a Fig. 6.3, é possível perceber que existem pequenas diferenças entre as curvas apresentadas. O torque obtido através do MEF é maior do que o obtido para o MAC e ainda possui uma maior ondulação ao longo da faixa de velocidade. A justificativa para tal reside no fato de que as formas de onda das FEM, assim como as das correntes, diferem substancialmente umas das outras. Estas dissimilaridades podem ser observadas na Fig. 6.4, onde são apresentadas as formas de onda da FEM e das correntes de fase a 15000 [rpm].



(a) Calculado com MAC.



(b) Calculado com MEF.

Fig. 6.4 – Formas de onda da FEM de fase e da corrente fase versus posição do rotor a 15000 [rpm].

Conforme se pode observado na Fig. 6.4b, as não idealidades consideradas pelo MEF resultam em uma deformação da forma de onda da FEM que, somado ao efeito da comutação das correntes de fase, irá resultar nas diferenças observadas.

Na Fig. 6.5 são mostradas as curvas de torque versus posição do rotor a 15000 [rpm] para os métodos de cálculo utilizados. As curvas em azul representam o torque eletromagnético desenvolvido pelo motor e as em vermelho o torque médio experimentado pelo eixo.

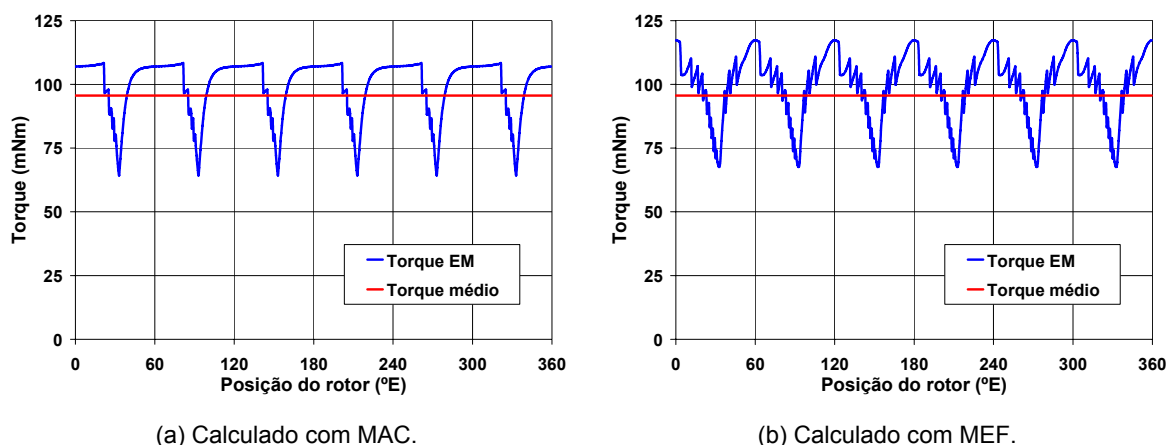


Fig. 6.5 – Formas de onda do torque eletromagnético e torque médio versus posição do rotor a 15000 [rpm].

Na tabela 6.2 é apresentado um quadro resumo comparando os resultados obtidos, para as principais grandezas da máquina, através do cálculo analítico proposto no capítulo 5 e os métodos computacionais.

Tabela 6.2 – Comparativo entre as grandezas obtidas para os diferentes métodos de cálculo utilizados.

Grandeza	Resultados			Erro relativo (%)	
	MA	MAC	MEF	MAC/MA	MEF/MA
$T_n$ (mNm)	95,49	95,64	95,29	0,16	-0,21
$P_u$ (W)	150,00	150,19	149,68	0,13	-0,21
$P_{Cu}$ (W)	3,18	2,63	2,93	-17,30	-7,86
$P_{fe}$ (W)	5,94	6,38	5,74	7,41	-3,37
$\eta$ (%)	94,30	94,08	94,27	-0,23	-0,03
$B_g$ (T)	0,52	0,54	0,55	3,85	5,77
$I_f$ (A)	0,53	0,59	0,61	11,32	15,09
$I_{d\text{mag}}$ (A)	10,63	9,00	9,00	-15,33	-15,33
$R_f$ ( $\Omega$ )	5,73	4,53	4,53	-20,94	-20,94
$L_f$ (mH)	3,48	3,03	3,03	-12,93	-12,93
$E_f$ (V)	149,17	152,80	141,39	2,43	-5,22

Embora hipóteses simplificadoras tenham sido empregadas no desenvolvimento da formulação analítica apresentada no capítulo 5, os resultados apresentados são bastante coerentes quando comparados com a simulação numérica.

Os erros percentuais para as grandezas relacionadas ao desempenho, torque e perdas no ferro, se mostraram satisfatórios. Em relação às perdas no cobre é preciso salientar que, para a determinação da resistência ôhmica dos enrolamentos é necessário o cálculo de fatores geométricos como o comprimento médio de uma espira. A incerteza associada ao cálculo de fatores desta natureza faz com que erros da magnitude apresentada, e até maiores, sejam verificados.

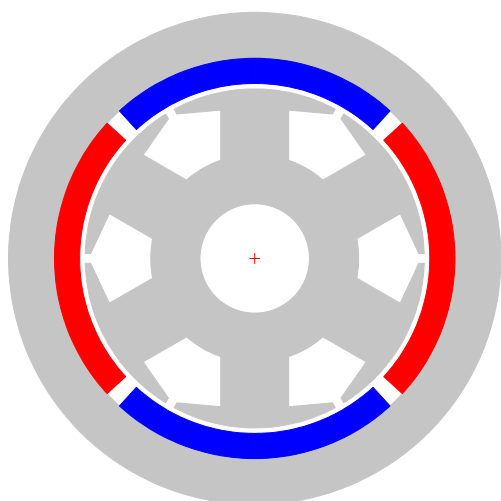
Uma outra grandeza com influência direta nas perdas joule é o formato da FEM, que por sofrer distorções (Fig. 6.4b) faz com que seu valor médio seja menor do que o previsto analiticamente, implicando em um aumento das correntes de fase para que a potência útil especificada seja atingida.

Uma vez que a coerência entre o modelo analítico proposto no capítulo 5 (MA) e as simulações numéricas (MAC e MEF) tenha sido evidenciada, pode-se partir para o refinamento da estrutura no programa de cálculo (SPEED). O procedimento consiste em uma análise de sensibilidade onde alguns parâmetros, números de espiras e seções do circuito magnético, são alterados e o motor recalculado até que se tenha uma estrutura melhor do que anterior no que tange desempenho. Na tabela 6.3 a seguir é apresentado um comparativo entre as duas estruturas.

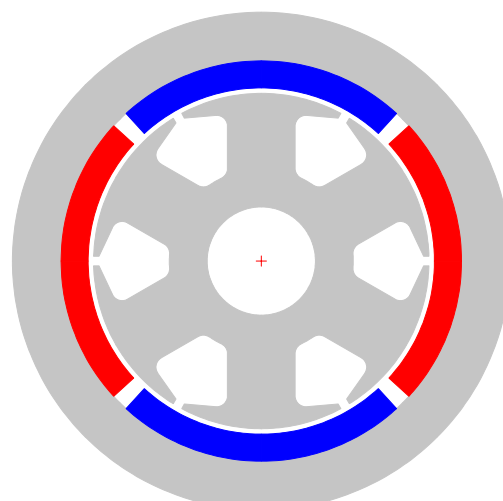
Tabela 6.3 – Quadro comparativo entre o motor inicial e o motor refinado.

Grandeza	Estrutura inicial (MEF)	Estrutura refinada (MEF)	Variação (%)
$T_n$ (mNm)	95,29	95,64	0,37
$P_u$ (W)	149,68	150,16	0,32
$P_{Cu}$ (W)	2,93	2,82	-3,75
$P_{fe}$ (W)	5,74	5,16	-10,10
$\eta$ (%)	94,27	94,63	0,38
$B_g$ (T)	0,55	0,62	12,73
$I_f$ (A)	0,61	0,61	0,00
$I_{dmag}$ (A)	9,00	11,51	27,89
$m_{Cu}$ (gr)	27	25	-7,41
$m_{Fe}$ (gr)	340	366	7,65
$m_m$ (gr)	66	74	12,12

Na Fig. 6.6a e Fig. 6.6b são apresentadas a seção transversal do motor inicial, reproduzido aqui por conveniência, e do motor refinado, respectivamente. Da tabela 6.3 e da Fig. 6.6 é possível perceber que houve um pequeno aumento no diâmetro externo do motor, resultado do aumento do comprimento radial dos ímãs e da largura da coroa do rotor. Outro fato interessante se refere a eficiência de ambas as máquinas. O motor refinado tem 10 [%] menos perdas no ferro do que a estrutura inicial. Mesmo assim, isso se reflete em um aumento de apenas 0,38 [%] na eficiência total da máquina.



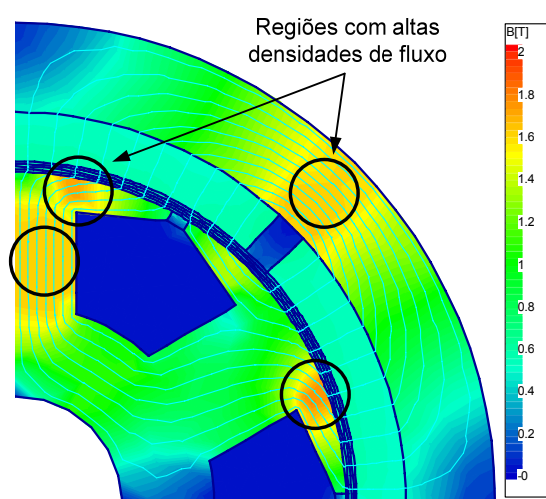
(a) Inicial – calculada analiticamente.



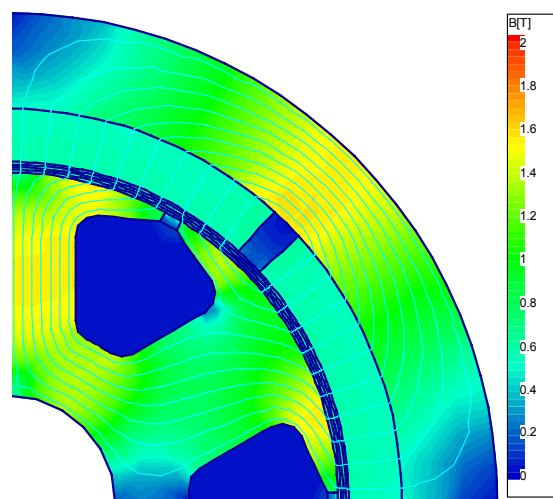
(b) Refinada – calculada através do MAC e do MEF.

Fig. 6.6 – Seção transversal dos motores projetados.

Na Fig. 6.7a e Fig 6.7b são apresentadas cartas de campo com as densidades de fluxo no motor em vazio assim como as linhas equipotenciais de campo para a estrutura inicial e refinada, respectivamente. Note que algumas regiões com altas densidades de fluxo, existentes na estrutura inicial (Fig. 6.7a), desapareceram após os ajustes feitos na lâmina (vide Fig. 6.7b).



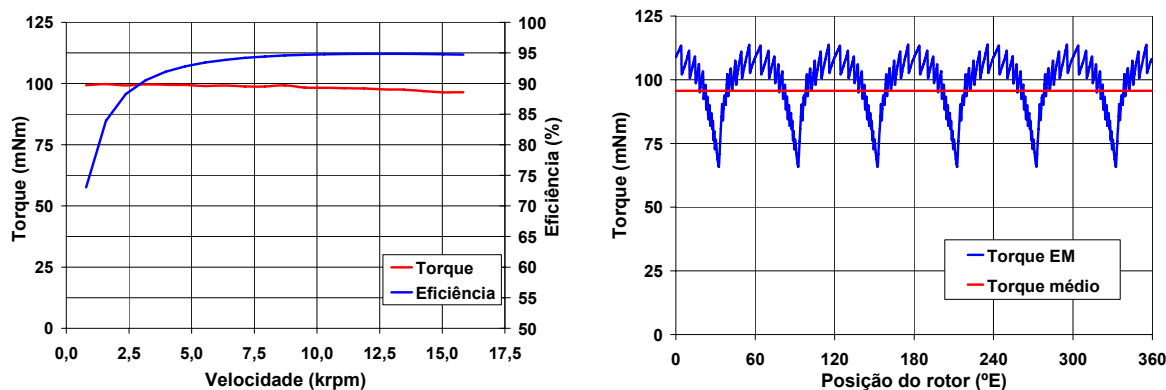
(a) Densidades de fluxo na estrutura inicial.



(b) Densidades de fluxo na estrutura refinada.

Fig. 6.7 – Carta de campo com as densidades de fluxo e linhas equipotenciais.

Na Fig. 6.8a e Fig. 6.8b a seguir são apresentadas as formas de onda do torque e eficiência do motor versus velocidade assim como a curva de torque versus posição do rotor a 15000 [rpm].

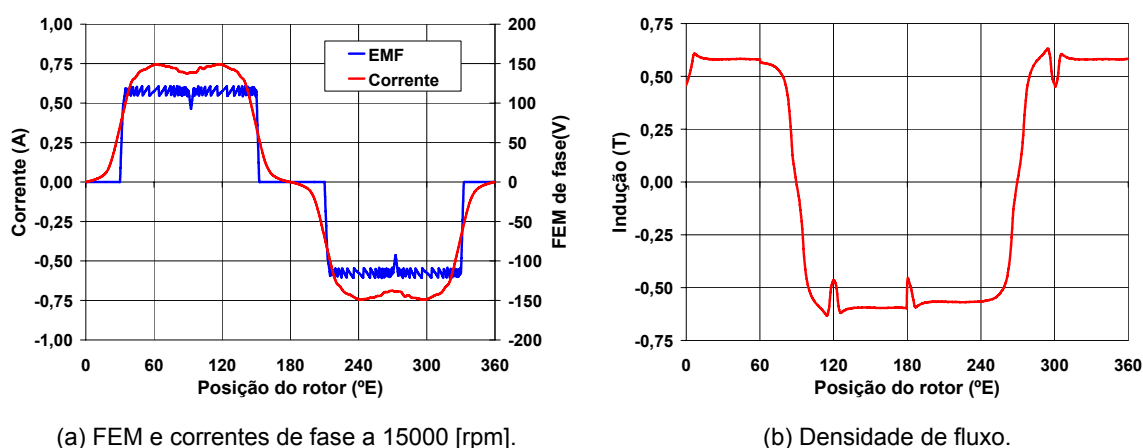


(a) Torque e eficiência versus velocidade.

(b) Torque versus posição do rotor a 15000 [rpm].

Fig. 6.8 – Formas de onda de torque e eficiência calculados através do MEF.

Na Fig. 6.9a e Fig. 6.9b são apresentadas as formas de onda da FEM e das correntes de fase a 15000 [rpm] além da distribuição da densidade de fluxo no entreferro.



(a) FEM e correntes de fase a 15000 [rpm].

(b) Densidade de fluxo.

Fig. 6.9 – Formas de onda da FEM, correntes e densidade de fluxo no entreferro versus posição do rotor.

Mesmo existindo certa atenuação no patamar da onda de FEM, a mesma preserva-se simétrica, diferente do resultado apresentado na Fig. 6.4b. Isto se deve novamente a eliminação das regiões com altas densidades de fluxo nas sapatas e nos dentes do estator assim como na coroa do rotor.

## 6.4 Conclusões

Da comparação dos resultados apresentados pode-se inferir que o modelo analítico desenvolvido atingiu os objetivos inicialmente propostos. Ou seja, a formulação apresentada pode ser utilizada como uma marcha de cálculo destinada ao pré-dimensionamento de um MCCSE.

É importante ressaltar que algumas considerações quanto ao modo de operação e topologia da máquina, assim como as hipóteses simplificadoras adotadas, restringem a aplicação deste equacionamento à estrutura analisada neste trabalho. Contudo, com algumas correções, a mesma formulação pode ser empregada no projeto de MCCSE de outra natureza.

Embora o projeto final apresentado e a estrutura inicial, pareçam muito similares, sugerindo talvez a não utilização do MEF como ferramenta de análise, a simulação numérica mostrou-se uma ferramenta de extrema importância. O exame das cartas de campo revelou a presença de regiões com altas densidades de fluxo nas sapatas e dentes do estator, acentuando a oscilação de torque da máquina. Tal análise seria impossível de ser feita analiticamente.

De um modo geral, a utilização de ambas as estratégias se mostra interessante, já que a partir da formulação analítica desenvolvida é possível obter uma boa estimativa a cerca das dimensões da máquina, que aliada à velocidade e potência dos métodos numéricos, possibilita o projeto de um motor de uma forma rápida e eficiente.

## 7. CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Os requisitos de eficiência energética, impostos pelos organismos regulamentadores, têm pressionado os fabricantes de eletrodomésticos a adequarem seus produtos aos novos limites de consumo de energia. Esta dinâmica tem exigido cada vez mais de engenheiros e pesquisadores a busca por novas soluções que permitam o atendimento destas restrições.

Dentre as soluções disponíveis, que estão alinhadas com os atuais e por que não futuros requisitos de consumo, destacam-se o barateamento da eletrônica de potência e dos materiais magnéticos duros. Tais alternativas vêm possibilitando a construção de dispositivos com eletrônica embarcada a preços mais acessíveis. Nesta mesma linha, a utilização de motores a ímãs permanentes, nos quais a eletrônica tem um papel fundamental no acionamento destas máquinas, vem se tornando cada vez mais comum.

Embora a redução nos preços dos componentes eletrônicos e dos ímãs permanentes seja evidente, alguns setores da economia têm se posicionado reativamente, por razões mercadológicas, ao universo de possibilidades viabilizado por tais tecnologias. O mercado de refrigeração doméstica é um deles. Em um segmento onde centenas de milhares e até mesmo milhões de unidades são negociadas de uma única vez, o fator custo é determinante.

Assim, para que não só os requisitos impostos pelos organismos sejam atendidos, mas também o custo final das soluções que se destinam a este propósito sejam aceitáveis, lança-se mão da redução de volume. O emprego de motores de alta velocidade possibilita uma redução não só do motor elétrico como também dos sistemas mecânicos existentes em um compressor hermético para refrigeração.

Neste contexto o presente trabalho constitui-se em um resumo sobre o que tem sido pesquisado e publicado nesta área de conhecimento. Ao longo dos quatro primeiros capítulos desta dissertação foram abordados desde as definições acadêmicas utilizadas até os aspectos práticos de construção de máquinas que possibilitem a fabricação de tais dispositivos a custos menores.

Os principais conceitos relacionados, tanto a teoria de MCCSE como os princípios básicos do magnetismo e mecanismos de perdas nos materiais magnéticos foram revisitados.

Alguns materiais magnéticos nobres foram caracterizados e apresentados como possíveis soluções ao equacionamento técnico-econômico inerente ao projeto de motores desta natureza.



No quinto capítulo foi desenvolvido um método analítico de cálculo que permite um rápido pré-dimensionamento de um MCCSE com topologia de rotor externo. A validação entre a formulação introduzida e métodos computacionais (MAC e MEF) foi feita no sexto capítulo, sendo que os resultados se mostraram bastante satisfatórios.

Ainda no sexto capítulo são apresentados os resultados do refinamento da estrutura calculada analiticamente através da utilização um programa computacional, concluindo assim a etapa de projeto e simulação de um MCCSE de rotor externo para aplicação em compressores herméticos.

No tocante aos desafios encontrados durante toda esta jornada, que apenas está iniciando, destacam-se as dificuldades em se encontrar dados confiáveis a cerca de materiais magnéticos moles para aplicações em alta frequência. Isto implicou na condução de ensaios de caracterização de materiais, onde grande cuidado, e tempo foi investido na preparação das amostras, desde o corte e o tratamento térmico até o transporte, manuseio e ensaio.

Um outro aspecto importante, mas que não foi abordado nos capítulos precedentes, é a fabricação e montagem da máquina-protótipo. Por se tratar de um motor com rotor externo, de dimensões reduzidas e que opera em altas velocidades, o projeto mecânico de fixação e sustentação do mesmo tem elementos de alta precisão e tolerâncias apertadas. Infelizmente o motor não pode ficar pronto a tempo de ser ensaiado e ter seus resultados publicados neste trabalho.

No que tange trabalhos futuros inúmeros são os desdobramentos dos assuntos abordados nesta dissertação. A exploração de novas topologias como o motor de fluxo axial é um exemplo. No campo dos materiais magnéticos existe uma série de possíveis temas, que vão desde a exploração de novas geometrias de ímãs, mais simples e mais baratas de se produzirem, até o emprego de materiais compósitos e a exploração de suas vantagens no processo produtivo.

Uma questão que permanece em aberto até o momento se refere aos meios de ensaio. Não se conhece sistemas comerciais de ensaios de motores desse porte capazes de medir a eficiência elétrica da máquina com erros da ordem de um décimo de percentual.

**ANEXO A – CARACTERIZAÇÃO DE MATERIAIS A PARTIR DE  
ENSAIOS DE LABORATÓRIO**

## A.1 Introdução

Os procedimentos descritos a seguir têm por objetivo determinar os parâmetros do modelo de perdas apresentado no Capítulo 4, a partir de ensaios de caracterização realizados em laboratório, para os materiais utilizados neste trabalho.

A determinação das perdas será feita através do ensaio de Epstein para aços elétricos. Com o modelo de perdas convenientemente ajustado será possível determinar as perdas no ferro e, conseqüentemente, a eficiência da máquina.

## A.2 Determinação dos Coeficientes do Modelo de Perdas

O ajuste do modelo de predição de perdas ao material ensaiado consiste na determinação dos coeficientes de (4.12), reescrita aqui (a.1) por conveniência, a partir do resultado do ensaio de Epstein.

$$P_{total} = C_h f B_{pk}^\alpha + C_f f^2 B_{pk}^2 \quad (a.1)$$

Usualmente os fabricantes de aço especificam as perdas do material em uma determinada frequência e indução, por exemplo, 2,3 [W/kg] a 1,5 [T] 50 [Hz]. Estes dados não são suficientes para determinação dos quatro coeficientes da equação de uma única vez. Deste modo, é necessário assumir um valor para o expoente  $\alpha$ , assim como uma divisão arbitrária entre as perdas por histerese e Foucault. Definindo  $h$  como a parcela de perdas referente à histerese, os coeficientes  $C_h$  e  $C_f$  podem ser determinados respectivamente conforme (a.2) e (a.3) a partir do valor de perda dado em uma determinada frequência e indução.

$$C_h = \frac{hP}{B_{pk}^\alpha f} \quad (a.2)$$

$$C_f = \frac{(1-h)}{f^2 B_{pk}^2} \quad (a.3)$$

A utilização deste método é pouco indicada, pois, utiliza-se de valores arbitrários em um modelo já limitado. É recomendado que os coeficientes da equação de

perdas sejam determinados a partir de um conjunto de curvas de perdas versus frequência para diferentes valores de indução.

O procedimento consiste em separar as parcelas de perdas por histerese e por Foucault. Para isto o resultado do ensaio é dividido pela frequência conforme (a.4).

$$\frac{P_{total}}{f} = C_h B_{pk}^\alpha + C_f f B_{pk}^2 \quad (a.4)$$

A divisão de  $P_{total}$  por  $f$  resulta na energia total consumida pelo material durante o processo de magnetização por campos alternados. Após esta manipulação, as curvas se tornam retas, para valores constantes de indução, e podem ser descritas então por (a.5).

$$W_{total} = D + Ef \quad (a.5)$$

A energia consumida no processo de alinhamento e rotação dos domínios magnéticos pode ser obtida da curva acima no ponto de frequência nula (a.6).

$$D = C_h B_{pk}^{a+bB_{pk}} \quad (a.6)$$

onde  $\alpha$  foi substituído por  $a+bB_{pk}$ . Aplicando o logaritmo em ambos os lados da equação obtêm-se (a.7):

$$\log D = \log C_h + (a + bB_{pk}) \log B_{pk} \quad (a.7)$$

Existem três incógnitas em (a.7), assim são necessárias mais duas equações para que o sistema linear tenha solução. Isto é feito determinando-se as perdas do material para mais dois diferentes valores de indução além daquele já determinado. Assim o sistema assume a seguinte forma matricial (a.8).

$$Ax = b \quad (a.8)$$

onde,

$$A = \begin{pmatrix} 1 & \log B_{pk}^1 & B_{pk}^1 \log B_{pk}^1 \\ 1 & \log B_{pk}^2 & B_{pk}^2 \log B_{pk}^2 \\ 1 & \log B_{pk}^3 & B_{pk}^3 \log B_{pk}^3 \end{pmatrix} \quad (a.9)$$

$$x = \begin{pmatrix} \log C_h \\ a \\ b \end{pmatrix} \quad (\text{a.10})$$

$$b = \begin{pmatrix} \log D_1 \\ \log D_2 \\ \log D_3 \end{pmatrix} \quad (\text{a.11})$$

Usualmente as perdas são medidas nos seguintes valores de indução: 0,5 [T], 1,0 [T] e 1,5 [T]. Para estes níveis de indução o sistema pode ser escrito da seguinte forma (a.12).

$$\begin{pmatrix} 1 & -0,301 & -0,150 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0,176 & 0,264 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \log C_h \\ a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \log D_1 \\ \log D_2 \\ \log D_3 \end{pmatrix} \quad (\text{a.12})$$

O sistema linear (a.12) pode ser transformado em um sistema triangular inferior através do método da eliminação Gaussiana. A solução é então obtida por meio da substituição direta. Invertendo-se a posição da primeira linha pela segunda, e somando a esta última 0,570 vezes a terceira linha, tem-se (a.13).

$$\begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 1,570 & -0,201 & 0 \\ 1 & 0,176 & 0,264 \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} \log C_h \\ a \\ b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \log D_2 \\ \log D_1 + 0,570 \log D_3 \\ \log D_3 \end{pmatrix} \quad (\text{a.13})$$

Os coeficientes  $C_h$ ,  $a$  e  $b$  do modelo de perdas são então determinados de forma direta.

$$C_h = D_2 \quad (\text{a.14})$$

$$a = \frac{1,570 \log C_h - 0,570 \log D_3 - \log D_1}{0,201} \quad (\text{a.15})$$

$$b = \frac{\log D_3 - \log C_h - 0,176a}{0,264} \quad (\text{a.16})$$

A determinação do parâmetro  $C_h$  é obtida a partir do cálculo da derivada de (a.5) em relação a frequência. Uma vez que o consumo de energia durante o processo de magnetização por campos alternados varia de forma aproximadamente linear com a frequência, para uma dada indução, o cálculo da derivada resume a determinação do coeficiente angular  $E$  da reta descrita por (a.5). Este coeficiente, por sua vez, representa a energia dissipada por efeito joule no material devido à presença de correntes induzidas, e pode ser calculado conforme (a.17)

$$E = C_f B_{pk}^2 \quad (a.17)$$

Uma vez que as induções empregadas nos ensaios são conhecidas, a determinação do parâmetro  $C_f$  se dá de forma direta. Para os níveis de indução usualmente utilizados,  $C_f$  pode ser calculado conforme (a.18), (a.19) e (a.20).

$$C_{f1} = \frac{E_1}{0,5^2} \quad (a.18)$$

$$C_{f2} = \frac{E_1}{1,0^2} \quad (a.19)$$

$$C_{f3} = \frac{E_1}{1,5^2} \quad (a.20)$$

Como diferentes valores de  $C_f$  são obtidos, um para cada nível de indução, o valor empregado no modelo de perdas pode ser assumido como sendo igual ao mínimo, ao máximo ou à média dos valores calculados.

É conveniente que após a completa determinação dos parâmetros do modelo de predição de perdas, as curvas ajustadas sejam retraçadas para efeito de comparação com os resultados experimentais.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] E.R. Laithwaite, "The Influence of Michael Faraday on Power Engineering," *Power Eng. Journal*, Sept. 1991, pp. 209-219.
- [2] T. Sawa and T. Kume, "Motor Drive Technology – History and Visions for the Future," *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Aachen, Germany, 2004.
- [3] M.A. Rahman, A. Chiba and T. Fukao, "Super High Speed Electrical Machines – Summary," *IEEE-PES Meeting*, Denver, Colorado, USA, 2004.
- [4] N. Bianchi, S. Bolognani and F. Luise, "Potential and Limits of High-Speed PM Motors," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 40, No. 6, Nov-Dec. 2004, pp. 1570-1578.
- [5] A. Maeda and H. Tomita, "Power and Speed Limitations in High Speed Electrical Machines," *Proc. IPEC-Yokohama*, 1995, pp. 1321-1326.
- [6] T.P. Bohn, et al, "A Low Cost 500W Motor and Drive for HVAC Applications: UW – Madison's Design for the Future Energy Challenge," *IEEE Power Electronics Specialists Conf.*, Aachen, Germany, 2004, pp. 376-382.
- [7] EIA – Energy Information Administration, "Electricity Overview, 1949 – 2004," <http://www.eia.doe.gov/emeu/aer/elect.html> (current, Jun. 12, 2006).
- [8] EIA – Energy Information Administration, "Percent of Total Electricity Consumption in U.S. Housing Units, 2001," <http://www.eia.doe.gov/emeu/recs/recs2001/enduse2001/figure1.html> (current, Jun. 12, 2006).
- [9] EIA – Energy Information Administration, "Average Retail Price of Electricity to Ultimate Customers by End-Use Sector," <http://www.eia.doe.gov/cneaf/electricity/epa/epat7p4.html> (current, Jun. 12, 2006).
- [10] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motors Design*, The Writers' Collective, Cranston, Rhode Island, 2003, pp. 2.
- [11] A. Martigone, *Máquinas Elétricas de Corrente Contínua*, Editora Globo, Porto Alegre, 1974.

- [12] I.M. Gottlieb, *Electric Motors and Control Techniques*, McGraw-Hill, New York, 1994.
- [13] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.1, pp.1-2.
- [14] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.1, pp.8.
- [15] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.1, pp.16-19.
- [16] Z.Q. Zhu, K. Ng and D. Howe, "Design and Analysis of High-Speed Brushless Permanent Magnet Motors," *IEE Electrical Machines and Drives Conf.*, Cambridge, UK, 1997, pp. 381-385.
- [17] C.W. Chen, *Magnetism and Metallurgy of Soft Magnetic Materials*, Courier Dover Publications, Mineola, NY, 1986, pp.1-5.
- [18] G. Bertotti, *Hysteresis in Magnetism*, Academic Press, San Diego, California, 1998, pp.9-11
- [19] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.16, pp.1-4.
- [20] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.16, pp.6.
- [21] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.4, pp.5.
- [22] P. Beckley, *Electrical Steels for Rotating Machines*, IEE Publishing, London, UK, 2002, pp.9.
- [23] J.R. Hendershot and T. Miller, *Design of Brushless Permanent-Magnet Motors*, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.16, pp.6.
- [24] K.H.J. Buschow, "New Developments in Hard Magnetic Materials," *Reports on. Progress in. Physics*, Vol.54. 1991, pp.1123-1213.



- [25] F.P. Beer e E.R. Johnston, Jr., *Mecânica Vetorial para Engenheiros – Cinemática e Dinâmica*, Pearson Education do Brasil, São Paulo, 1991, cap.12, pp.123, cap.15, pp.407.
- [26] P. Beckley, *Electrical Steels for Rotating Machines*, IEE Publishing, London, UK, 2002.
- [27] L.O. Hultman and A.G. Jack, "Soft Magnetic Composites – Materials and Applications," IEEE, 2003.
- [28] M. Persson and P. Jansson, "Advances in Powder Metallurgy Soft Magnetic Materials for Electrical Machines," IEE, London, UK, 1995.
- [29] Eletrobrás, *Conservação de Energia: Eficiência Energética de Instalações e Equipamentos*, Itajubá: UNIFEI, 2003.
- [30] W.F. Stoecker and J.W. Jones, *Refrigeration and Air Conditioning*, McGraw-Hill Book Company, New York, 1982.
- [31] R.N. Brow, *Compressors: Selecting and Sizing*, Gulf Publishing Company, Houston, 1986.
- [32] K. Shigematsu et al, "The Study of Eddy Current in Rotor and Circuit Coupling Analysis for Small Size and Ultra-High Speed Motor," IPEMC Conf., Xi'an, China, 2004, Vol.1, pp.275-279.
- [33] L.V. Dokonal, *Estudo de Atuadores Eletromagnéticos Lineares para uso em Compressores de Refrigeração*, Dissertação de Mestrado, Universidade do Estado de Santa Catarina, Departamento de Eng. Elétrica, Joinville, Santa Catarina, 2003.
- [34] N.J. Batistela, *Caracterização e Modelagem Eletromagnética de Lâminas de Aço ao Silício*, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Eng. Elétrica, Florianópolis, Santa Catarina, 2001.
- [35] C.P. Steinmetz, "On the Law of Hysteresis," Proc. IEEE, vol. 72, 1984, pp.196-221.
- [36] J. Reinert, A. Brockmeyer and R.W.A.A. de Doncker, "Calculation of Losses in Ferro- and Ferrimagnetic Materials Base on the Modified Steinmetz Equation," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 37, No. 4, Jul-Aug 2001, pp.1055-1061.

- [37] A.C. Smith and K. Edey "Influence of Manufacture Process on Iron Losses," IEE Conf. Electrical Machines and Drives, No.412, Sep 1995, pp. 77-81.
- [38] A. Schoppa, J.Schneider and C.D. Wuppermann, "Influence of the manufacturing process on the magnetic properties of non-oriented electrical steels," Journal of Magnetism and Magnetic Materials, No. 215-216, 2000, pp. 74-78.
- [39] G. Roberts et al, "An Overview of the Powder Processing of Soft Magnetic Composites," Engineering Science and Education Journal, Dec 2001, pp. 237-240.
- [40] L.O. Hultman and A.G. Jack, "Soft Magnetic Composites – Materials and Applications," IEEE, 2003, pp.516-522.
- [41] M. Persson and P.Jansson, "Advances in Powder Metallurgy Soft Magnetic Composite Materials for Electrical Machines," IEE, 1995, pp. 1-4.
- [42] A.G. Jack, B.C. Mecrow and P.G. Dickinson, "Iron Loss in Machines with Powdered Iron Stators," IEEE, 1999, pp. 48-50.
- [43] M.N.O. Sadiku, Elements of Electromagnetics, Oxford University Press, New York, 2001.
- [44] J. Cros, Définition d'un Actionneur à Aimants Permanents et Électronique Intégrée pour L'automobile, Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, Toulouse, 1992.
- [45] W.H. Yeadon and A.W. Yeadon, Handbook of Small Electric Motors, McGraw-Hill, New York, 2001.
- [46] D. Hanselman, Brushless Permanent Magnet Motors Design, The Writers' Collective, Cranston, Rhode Island, 2003.
- [47] J.R. Hendershot and T. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.16.
- [48] E.J. Meurer, Estudo das Perdas Magnéticas Interlâminares em Máquinas Elétricas, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Eng. Elétrica, Florianópolis, Santa Catarina, 2005.

- [49] D. Hanselman, Brushless Permanent Magnet Motors Design, The Writers' Collective, Cranston, Rhode Island, 2003. E.R. Laithwaite, "The Influence of Michael Faraday on Power Engineering," Power Eng. Journal, Sept. 1991, pp. 209-219.
- [50] J.R. Hendershot and T. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994.
- [51] PC-BDC. Versão 7.5. Programa para cálculo de motores de corrente contínua sem escovas. SPEED Laboratory, University of Glasgow. 2007
- [52] A.A. Tavares, Projeto e Análise de Motores a Ímãs com Comutação Eletrônica, Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Catarina, Departamento de Eng. Elétrica, Florianópolis, Santa Catarina, 1989.
- [53] R. Carlson, M. Lajoie-Mazenc and J.C.S. Fagundes, "Analysis of Torque Ripple Due to Phase Commutation in Brushless DC Machines," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 28, No. 3, May-June 1992, pp.632-638.
- [54] J.R. Hendershot and T. Miller, Design of Brushless Permanent-Magnet Motors, Magna Physics Publishing, Hillsboro, Ohio, 1994, cap.15, pp.7.
- [55] P. Campbell, Permanent Magnetic Materials and Their Design, Cambridge University Press, New York, 1994.